NUMERO 3
LIRE 350

# melchioni s. p. a.

MAGAZZ. DI VENDITA PARTI STACCATE RADIO TV

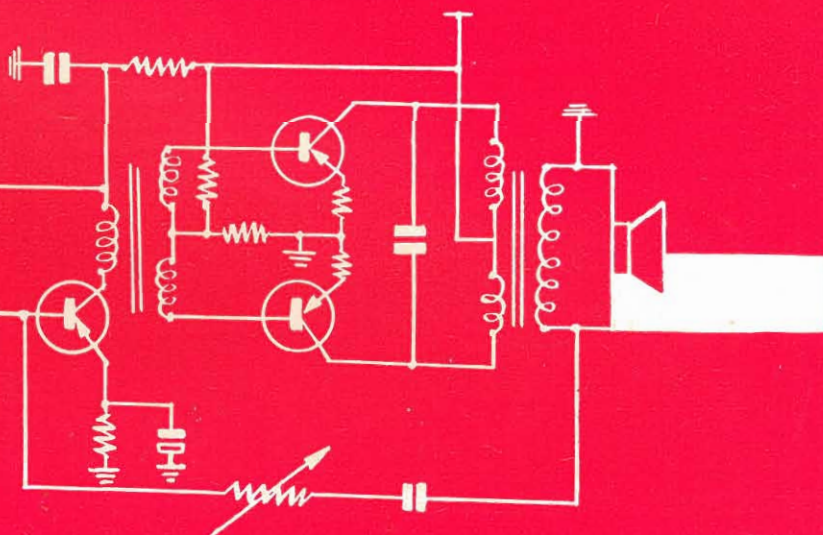
MILANO - VIA FRIULI, 15 - Telef. 57.94 - Int. n. 47 e 48

AGENZIE:

BRESCIA - Via C. Pisacane, 21/23 - Telefono 57.454

MANTOVA - Via Ippolito Nievo, 13 - Telefono 76.11

VARESE - Via Veratti, 7 - Telefono 25.967

GENOVA - Via Ruspoli, 112/114 R - Telefono 581.482

PER COSTRUTTORI E RIPARATORI
PER AMATORI E RIVENDITORI
E PER TUTTI I TECNICI

## melchioni

dispone di un vasto assortimento
di parti staccate,
valvole,
cinescopi,
strumenti di misura,
registratori,
amplificatori,
trasformatori,
minuterie, ecc.

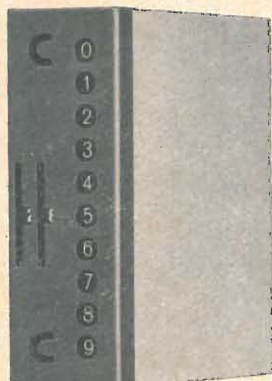
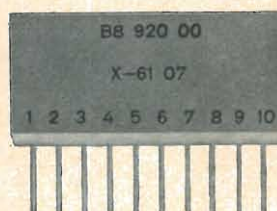
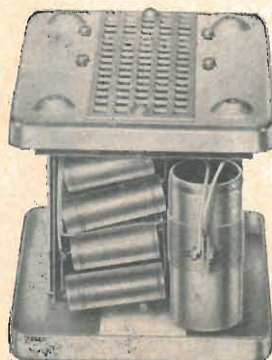
richiedete
IL CATALOGO GENERALE ED I LISTINI

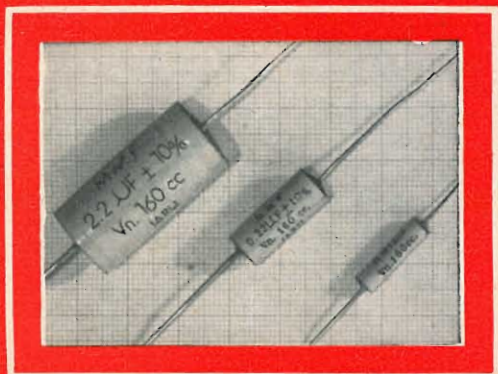
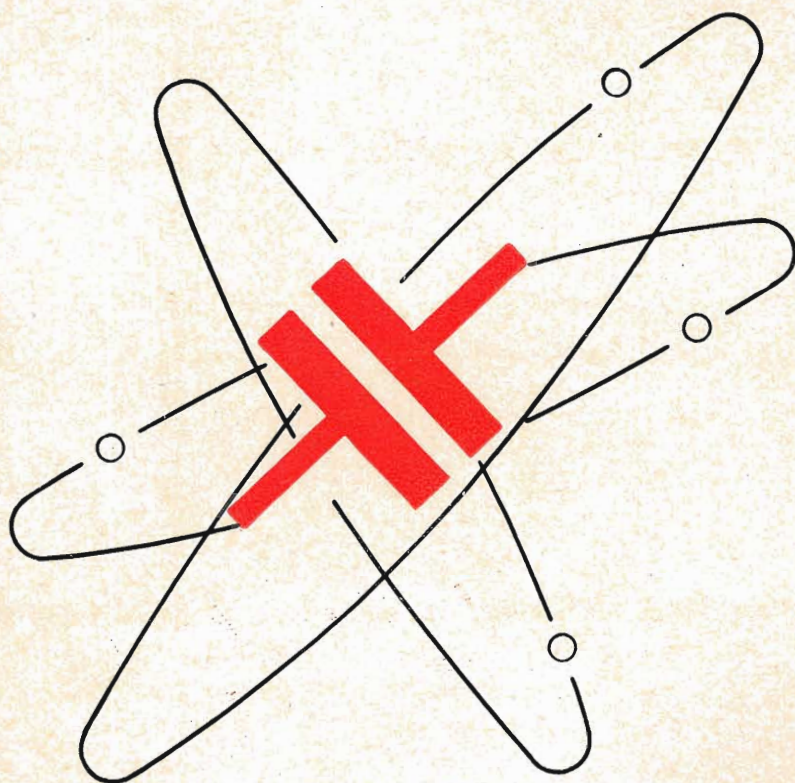
# L'elettronica al servizio dell'automazione

**La via più breve da uno schema a blocchi alla realizzazione di una apparecchiatura completa**

PHILIPS

**Decadi a tubi EIT**
Queste unità sono state progettate per un conteggio fino a 100.000 impulsi al secondo.
Si prestano quindi in moltissime applicazioni di laboratorio e nel campo della fisica nucleare.

**Unità norbit**
Unità completamente transistorizzate da usarsi in circuiti logici per applicazioni di automazione e di controllo.

**Decadi a programmazione**
Forniscono un conteggio visivo degli impulsi, e la possibilità di predisporre un numero indefinito di programmi.

**Blocchi transistorizzati**
Questa gamma di elementi compatti creata per le alte frequenze comprende flip-flop, porte, multivibratori, amplificatori, decadi, ecc.

**Alimentatori transistorizzati**
Vengono forniti con stabilizzatori adatti per l'alimentazione sia delle unità Norbit che dei Blocchi transistorizzati.

Questi componenti elettronici offrono la possibilità di passare nel modo più breve e semplice da uno schema a blocchi alla realizzazione di un'apparecchiatura completa. Ciascun elemento costituisce un circuito di provata efficienza e qualità, che evita al tecnico la progettazione delle singole parti, ed assicura una lunga durata ed una facile intercambiabilità.

S.p.A. - REPARTO INDUSTRIA - PIAZZA IV NOVEMBRE N. 3 - MILANO

# RADIOPHON

MILANO - VIA MONTEVIDEO 8 - TEL. 845903

## FONOVALIGIE

**CORRENTE ALTERNATA**
**CORRENTE CONTINUA**

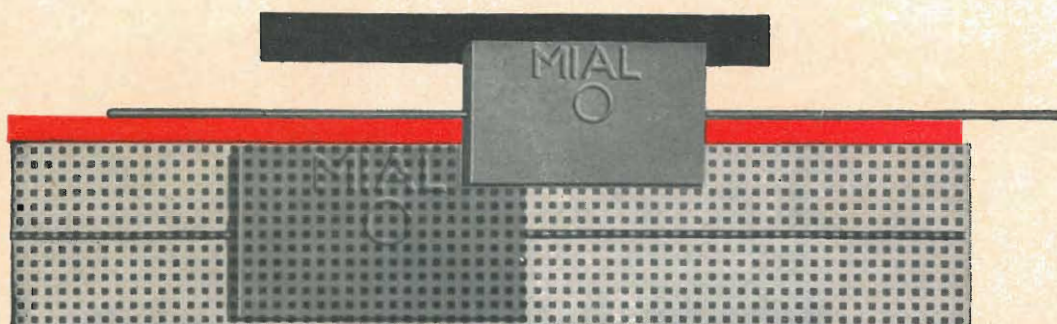
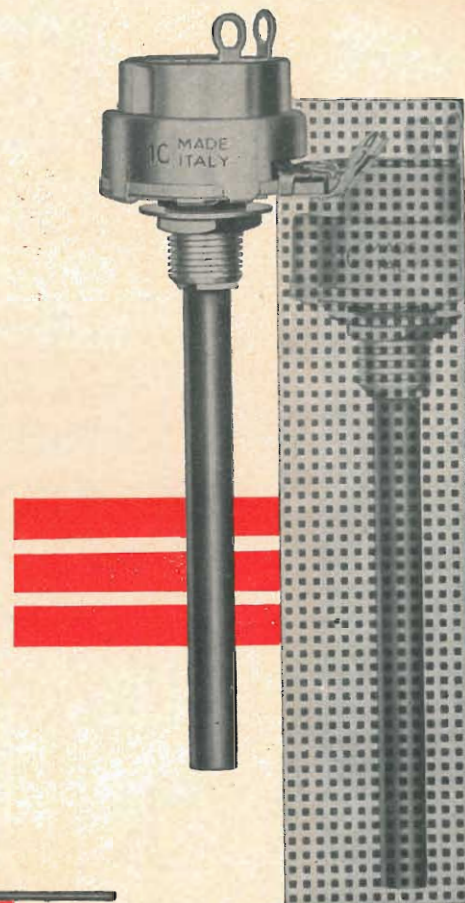
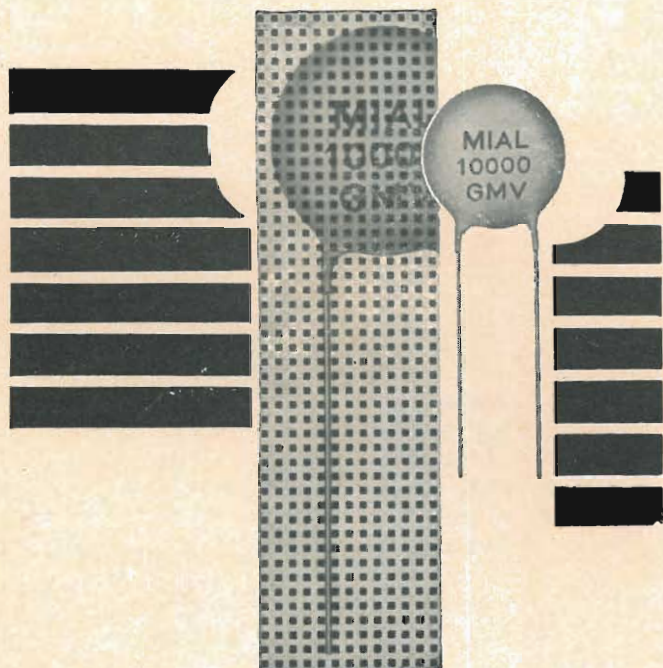
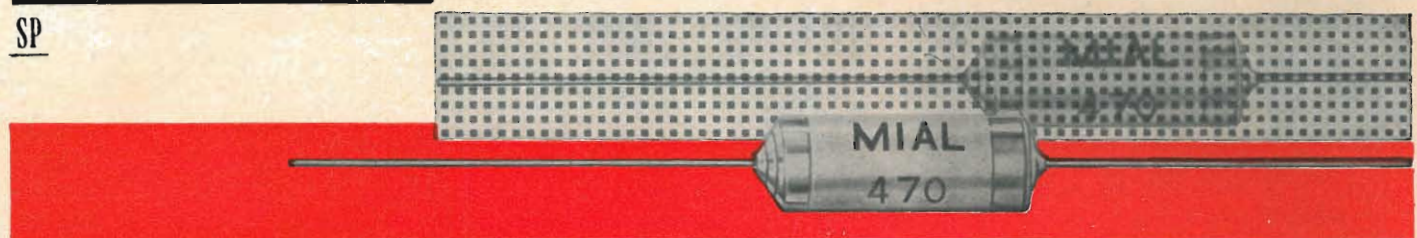
Fonovaligia a transistor mod. LUXOR. - Complesso Philips - 4 transistor - 4 velocità, altoparlante elittico - potenza uscita 6,3 Watt - Alimentazione con 2 pile normali da 4,5 Volt. - Valigia in legno Super Lusso.

Fonovaligia modello SINFONIX Complesso Philips - 4 velocità - Potenza uscita 5,3 Watt; altoparlante ∅ 100 mm. magnetico - Valigetta rettangolare in vinilpelle lavabile.

Fonovaligia modello ELIOS - 4 velocità - Complesso Elco testina Ronette - Potenza uscita 4,3 Watt - Altoparlante ∅ 100 mm. magnetico - Valigetta legno rivestita in vinilpelle lavabile.

Fonovaligia modello LAURENS. Complesso Philips - 4 velocità Potenza uscita: 5,3 Watt; altoparlante ∅ 100 mm, magnetico. Valigetta legno Super Lusso.

***SCONTI SPECIALI PER RIVENDITORI • CHIEDERE CATALOGO***

SP

**ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA**

**BELLUNO - Sede**
Via Col di Lana, 36
Telefono 41.02

**MILANO - Filiale**
Via Cosimo del Fante 14
Telefono 833.371

***Rappresentanti***

**GENOVA**
CREMONESI CARLO
Corso Europa, 58 r
Telefono 31.81.51

**FIRENZE**
Dott. DALL'OLIO ENZO
Via Venezia, 10
Telefono 58.84.31

**NAPOLI**
TERMOELETTRICA
di Greco Gaetano e
Russo Giuseppe
Via S. Antonio Abate, 268/71
Telefono 22.52.44

**BARI**
BENTIVOGLIO FILIPPO
Via Calefati, 34
Telefono 10.470

**PALERMO**
LUX RADIO
di Barba Ettore
Via R. Pilo, 28
Telefono 13.385

**CAGLIARI**
Rag. MEREU MOURIN GINO
Via XX Settembre, 78
Telefono 53.93

**ROMA**
Ing. GUIDO MARESCA
Via Riboty, 22
Telefono 393.134

**FIERA DI MILANO**
Pad. 33 - Stand 33099

# NUOVO MODELLO 20.000 Ω V
## CON DISPOSITIVO DI PROTEZIONE

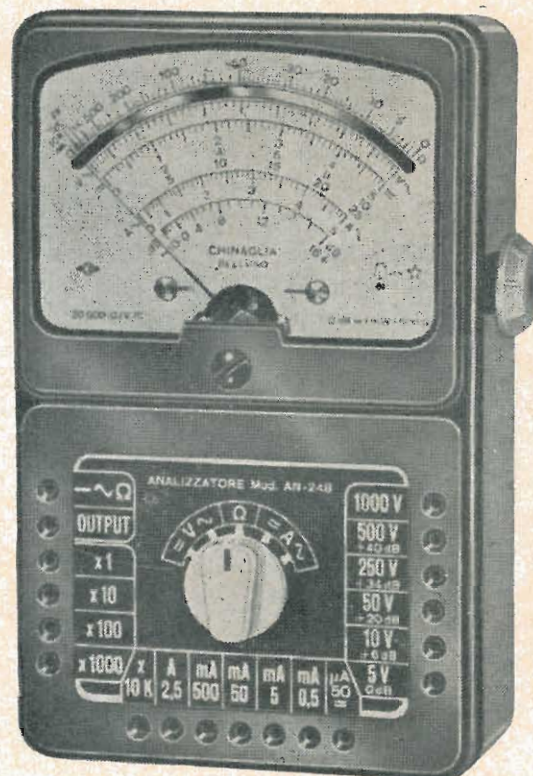
**CARATTERISTICHE PRINCIPALI**

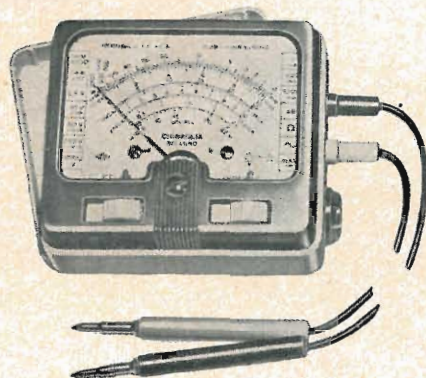
- Scatola e pannello INDEFORMABILI, RESISTENTI AGLI ACIDI ED AL CALORE
- Quadrante a specchio con cinque scale a colori.
- Cambio pila dall'esterno, SENZA APRIRE L'APPARECCHIO.
- Portate amperometriche anche in CORRENTE ALTERNATA
- Portate ohmmetriche DA 1 A 100 Mohm CON ALIMENTAZIONE a PILE INTERNE
- Commutatore rotante speciale per le inserzioni VA - cc. - ca. - Ohm
- Sensibilità 20.000 Ω per V, sia in cc. che in ca.
- DISPOSITIVO di PROTEZIONE CONTRO SOVRACCARICHI per ERRATE INSERZIONI

**MISURE**

| | |
|---|---|
| **V cc.** | 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V |
| **V ca.** | 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V |
| **A cc.** | 50 μA - 0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A |
| **A ca.** | 0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A |
| **V** B.F. | 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V |
| Ω | 10.000 - 100.000 Ω - 1 - 10 - 100 MΩ |
| **dB** | — 10 + 62 dB |

**38 PORTATE**

***A richiesta puntale AT - 248 per estendere le portate dal volmetro fino a 25 KV.***

**Mod. AN 248**
Dimensioni mm. 150×95×50

**MICROTESTER 310**
**10.000 Ω V**

Dimensioni mm. 95×84×48

**ANALIZZATORE ELETTRONICO**
**Mod. ANE 106**

Dimensioni mm. 125×195×100

**OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE**
**Mod. 320**

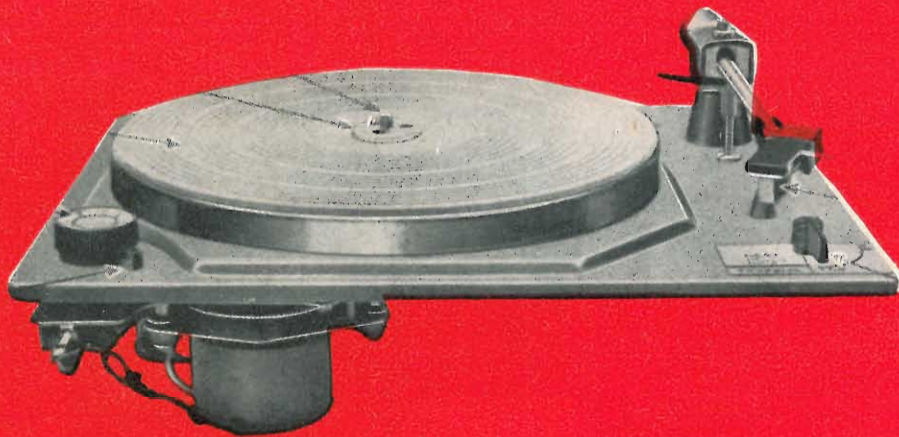
Dimensioni mm. 195×125×95

**PROVAVALVOLE Mod. 560**

per i tipi americani - europei subminiatura - cinescopi diodi.

Dimensioni mm. 245×305×115

# NEAT

## giradischi professionali

## 7819 - D

Giradischi professionale a quattro velocità adatto per impianti stereo e monoaurali - Completo di braccio professionale GA - 17 e di testina stereo compatibile a punta di diamante. Fornito di motore ad induzione con regolazione della velocità a freno magnetico e di dispositivo di sollevamento del braccio.

## P - 68

Giradischi professionale a quattro velocità adatto per esigenze estremamente elevate - Completo di piastra per il montaggio di bracci da 12" a 14" - Fornito con motore ad induzione e regolatore di velocità a freno magnetico oppure, a richiesta, di motore ad isteresi sincrono (modello TP - 68H).

*Può essere fornito completo di braccio professionale GA - 15 (come illustrato nella fotografia) con la designazione* **TP 6816**

### CARATTERISTICHE E DATI TECNICI

**Motore** ad induzione 4 poli; **Alimentazione** 80 - 110 opp. 200 - 250 Volt 50-60 cps.; **Piatto** diam. 30 cm, peso 1,5 Kg. - **Velocità** 16 - 33 - 45 - 78 giri con regolazione ± 15% a mezzo freno magnetico e disco stroboscopico. Centratore incorporato per dischi a 45 giri.
**Braccio** equilibrato dinamicamente e staticamente, su supporti a sfere e zaffiri, a risonanza smorzata infracustica, con possibilità di regolazione del peso e del livello. **Testina** a magnete mobile, responso 20-20.000 cps. uscita 6 mV. a 5 cm/sec., stereofonica con puntina diamante compatibile (13 micron). **Elasticità** $1{,}9 \times 10^{-6}$. **Diafonia** 30 dB. a 1.000 cps. **Peso** di lettura 5 gr.

**Listino Lit. 120.000** — **7819 - D**

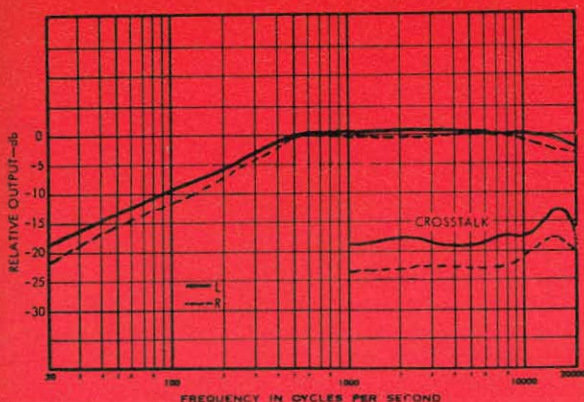
**Motore** ad induzione 4 poli con regolatore di velocità a freno magnetico, oppure ad isteresi sincrono (tipo H) - **Alimentazione** 80 - 120 opp. 200 - 250 Volt, 50 - 60 cps. - **Velocità** 16 - 33 - 45 - 78 giri - **Controllo** ottico a troboscopio nei tipi con motore ad induzione - **Rapporto** S/N migliore di 45 dB.

**Listino Lit. 80.000** — **P - 68**

Rappresentante esclusivo per l'Italia: **PROD.EL.** MILANO Via Monfalcone, 12

MONO VC7 - D

STEREO 1000 - D

# testine alta fedeltà
# bracci fonografici

**TESTINA MONO NEAT VCX-5** a riluttanza variabile (sistema G.E.) con doppia puntina rovesciabile in zaffiro, per dischi 33-45-78 giri. **Responso** 30-15.000 cps - **Uscita** 8 mV/5 cm/sec. - **Peso di lettura** 7-8 gr. - Attacchi standard. **List. Lit. 9.000**

**TESTINA MONO NEAT VC7-D** a riluttanza variabile ed altissima fedeltà: 20-20.000 cps. - **Puntina in diamante** per 33-45 giri - **Uscita** 8 mV/5 cm/sec. - **Impedenza** di carico 50 kohm - **Peso di lettura** 5-7 gr. **List. Lit. 17.000**

**TESTINA STEREO NEAT VS-900** a magnete mobile quadripolare con puntina di diamante compatibile 17 micron - **Responso** 30-19.000 cps. con bilanciamento intercanale ± 1 dB. e diafonia superiore a 30 dB. (A 1.000 cps.) - **Uscita** 6 mV/5 cm/sec. - **Peso di lettura** 3-5 gr. - **Elasticità** 2 x $10^{-6}$ d/cm. - **Impedenza di carico** 50-100 kohm. **List. Lit. 30.000**

**TESTINA STEREO NEAT VS-1000 D** a bobina mobile con puntina di diamante 17 micron intercambiabile (**unica al mondo di tale tipo**). Fedeltà assoluta con **responso** 10-20.000 cps (v. curva di risposta qui sopra) - **Uscita elevata**: 5 mV/5 cm/sec. per cui non necessita di trasformatore. - **Bassa impedenza**: 80 ohm a 1.000 cps. per cui non è influenzata dalle capacità di ingresso. - **Elasticità** eccezionale: 15 x $10^{-6}$ d/cm. - **Bilanciamento** intercanale ± 0,5 dB. - **Peso di lettura** ridottissimo 2-3 gr. **List. Lit. 45.000**

**TESTINA STEREO B.O. SP.1** A ferro mobile con avvolgimenti quadripolari in push-pull - Puntina di diamante compatibile 17 micron (può essere fornita anche con puntina stereo incompatibile 12 micron, mono-micro 25 micron, mono - 78 giri 75 micron) - **Responso** 30-15.000 cps. ± 2 dB - **Uscita** 7 mV/5 cm/sec. - **Diafonia** maggiore di 20 dB. - **Peso di lettura** 3-4 gr. - **Elasticità** 5 x $10^{-6}$ d/cm. - **Impedenza di carico** 47 kohm. Attacchi standard. **List. Lit. 20.000**

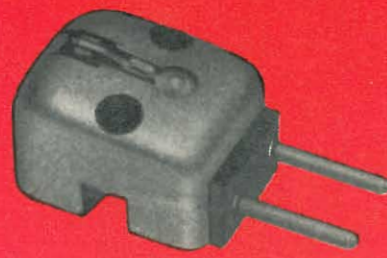
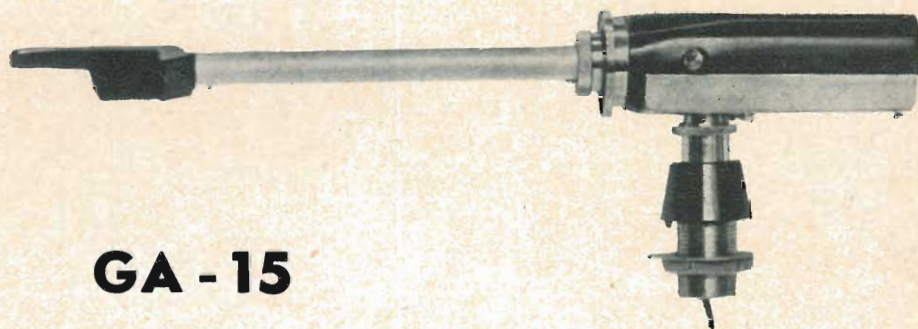
**BRACCI PROFESSIONALI B.O.** 4 modelli staticamente e dinamicamente bilanciati, con regolazione della tangenzialità e del peso di lettura da 1 a 5 gr. - Movimento a doppio snodo cardanico su cuscinetti a sfere - Completi di testina SP1 (ad eccezione del mod. ST/A) con punta di diamante 17 micron, avente le stesse caratteristiche tecniche della testina SP2.

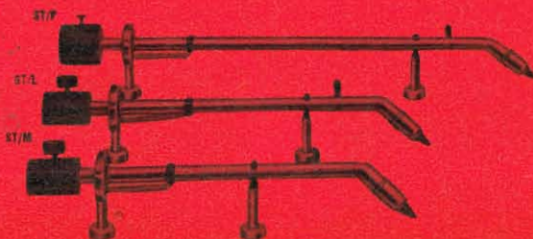
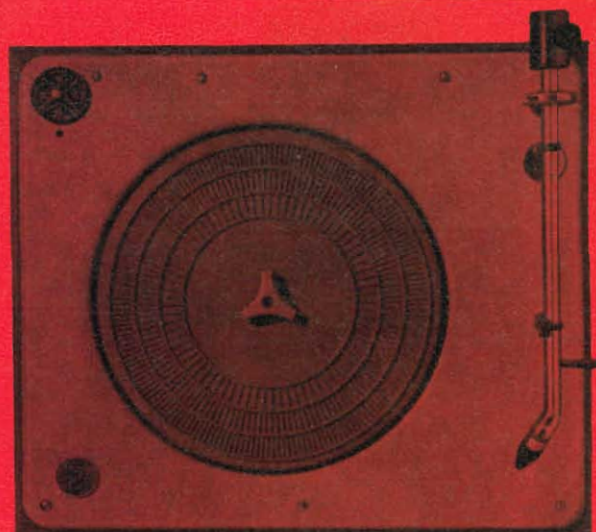
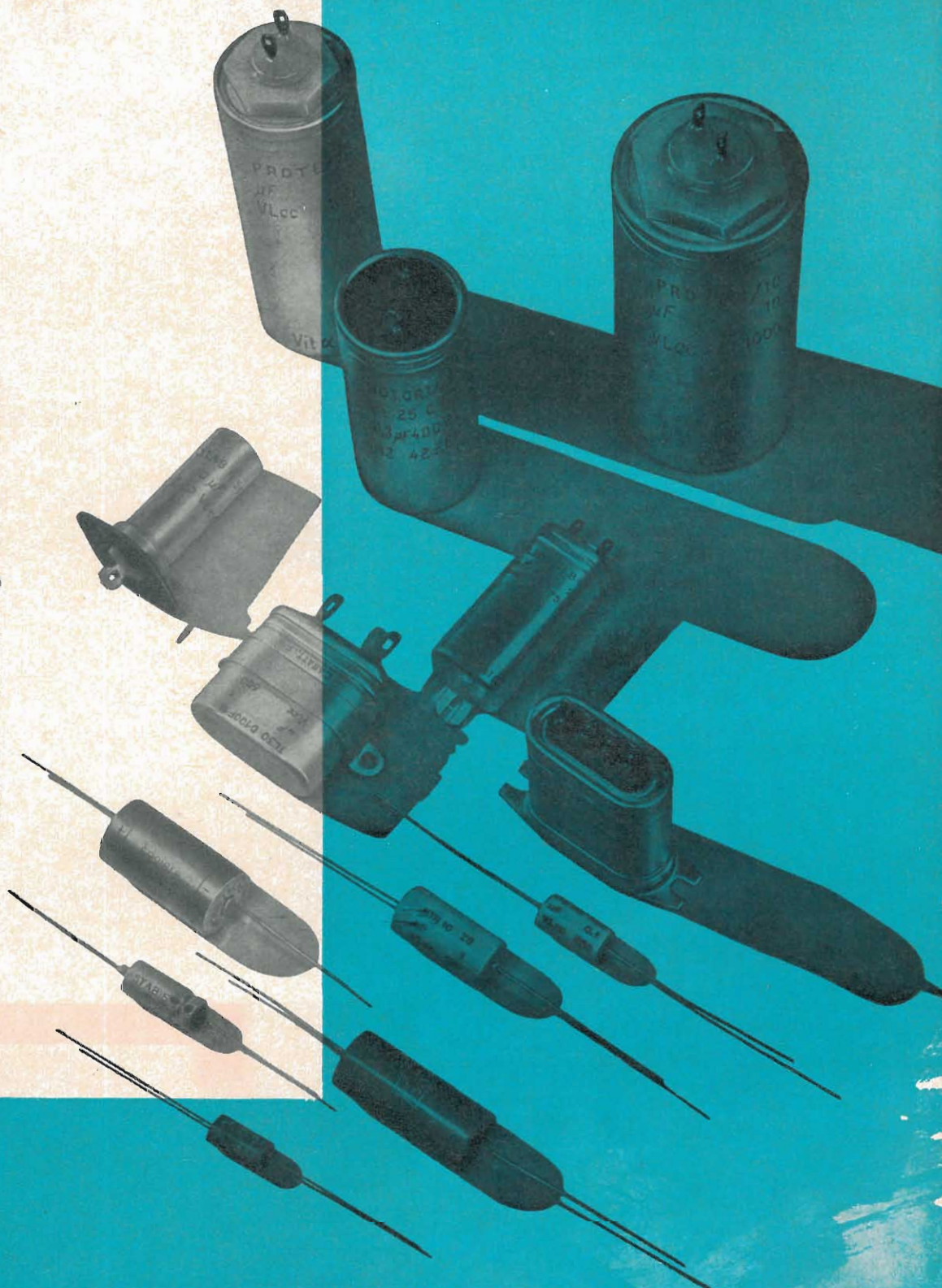
**Braccio ST/m** (205-190) **List. Lit. 35.000**
**Braccio ST/1** (224-210) **List. Lit. 39.000**
**Braccio ST/p** (320-310) **List. Lit. 45.000**
**Bracuio ST/a** (224-210) con astuccio vuoto per qualsiasi tipo di testina **List. Lit. 22.000**

*Nelle indicazioni precedenti la prima misura indica la distanza fra il supporto girevole e l'autentica, la seconda misura (sempre in mm.) indica la distanza fra il supporto girevole e il centro del piatto.*

Ogni braccio può essere dotato di un sollevatore pneumatico a levetta (**Pick-up lift**) con un supplemento prezzo di Lit. 5.000.

**GIRADISCHI SEMIPROFESSIONALE 609 V** Quattro velocità con regolazione a freno magnetico e stroboscopio sul piatto - Motore speciale assolutamente esente da vibrazioni grazie ad uno speciale sistema di trascinamento a cinghia esterna.
Completo di braccio professionale ST/m e testina stereo SP2, nonchè di basamento in tek **List. Lit. 70.000**

*Può essere fornito su richiesta (modello 609VF) con preamplificatore stereo a transistori per il collegamento ad amplificatore di bassa sensibilità (0,5 V.) supplemento di prezzo Lit. 20.000.*

GA - 15

**Braccio professionale** adatto a qualunque tipo di testina e di giradischi - Equilibrato staticamente e dinamicamente con sistema brevettato - Regolazione del peso di lettura con indice graduato - Regolazione della tangenzialità - Movimenti a sfere e rubini - Completo di 2 astucci intercambiabili con connessioni a 5 terminali. Listino **Lit. 40.000**

## STEREO MASTER CONTROL AMPLIFIER

***Mod. X - 100***

**Lire 129.500**
(escluso il contenitore)

**CARATTERISTICHE**

**Potenza musicale di uscita:** 40 Watt (entrambi i canali).
**Potenza d'uscita per canale:** 20 Watt effettivi.
**Distorsione armonica ad 1 KHz:** 0,5%.
**Risposta di frequenza:** ± 1 dB da 10 a 75.000 Hz (per la Sezione ampl. di pot.); ± 1 dB da 20 a 20.000 (per l'intero circuito).
**Ronzio e rumore di fondo:** per gli ingressi a basso livello — 65 dB; per gli ingressi ad alto livello 80 dB; con volume al minimo 88 dB.
**Sensibilità:** (per un'uscita di 24 Watt per canale).
**Testina nastro (1 KHz):** 2 mV.
**Fono (1 KHz):** alto livello 16 mV basso livello: 3,5 mV.
**Regolazione dei toni bassi:** 22 dB di variazione a 50 Hz.
**Regolazione dei toni alti:** 20 dB di variazione a 10 KHz.
**Filtro di fruscio:** — 3 dB a 5,5 KHz con pendenza di 12 dB per ottava.
**Diafonia fra canale:** minore di 55 dB.
**Filtro subsonico:** 1 dB a 19 Hz; 20 dB a 5 Hz.
**Tubi impiegati:** 10 + 2 diodi al silicio.
**Dimensioni:** 38,4 × 31,7 × 12,2. **Peso:** 11,3 Kg.
**Tensione di rete:** 220 Volt, 50 Hz, potenza assorbita 100 Watt.

---

***Mod. X - 101 - C***

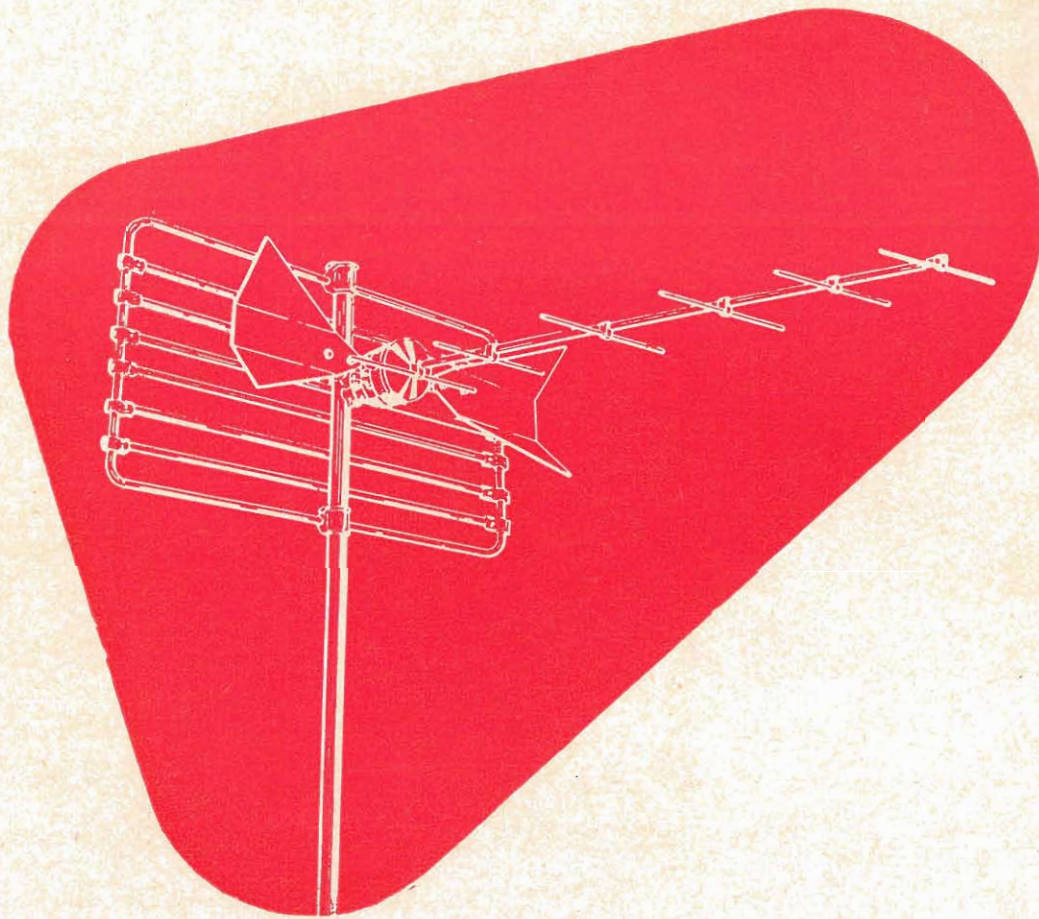
**Lire 199.500**
(escluso il contenitore)

**CARATTERISTICHE**

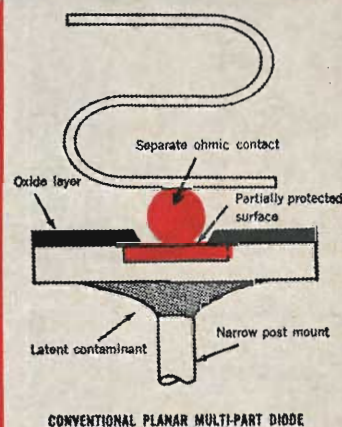
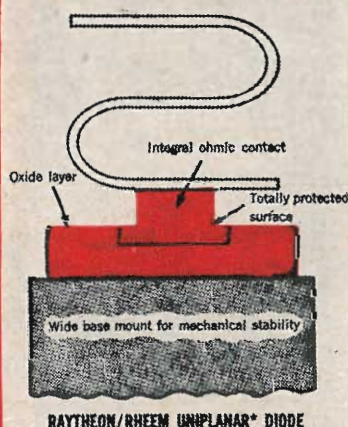
**Potenza musicale di uscita:** 60 Watt (entrambi i canali).
**Potenza d'uscita per canale:** 27 Watt (effettivi).
**Risposta di frequenza:** ± 1 dB da 10 a 110.000 Hz (per la sez. ampl. di potenza); ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz (per l'intero circuito).
**Ronzio e rumore di fondo:** per ingressi a basso livello: 65 dB; per ingressi ad alto livello: 82 dB; con volume al minimo: 88 dB.
**Sensibilità (per un'uscita di 27 Watt per canale):** testina nastro: 2 mV.
**Fono: (1 KHz):** a basso livello: 3,5 mV ad alto livello: 16 mV.
**Ingressi ad alto livello (AUX & Sint.):** 300 mV.
**Regolazione dei toni bassi:** 22 dB di variazione a 50 Hz.
**Regolazione dei toni alti:** 20 dB di variazione a 10 KHz.
**Diafonia fra canale:** minore di 60 dB.
**Filtro del fruscio:** — 3 dB a 5,5 KHz con pendenza 12 dB per ottava.
**Filtro subsonico:** — 1 dB a 19 Hz; — 20 dB a 5 Hz.
**Impedenze di uscita:** 4, 8, 16 Ohm.
**Fattore di smorzamento:** 10.
**Tensione di rete:** 110 Volt, 50 Hz.
**Potenza assorbita:** 180 Watt.
**Tubi impiegati:** 10 + 2 diodi al silicio.
**Dimensioni:** 38,4 × 31,7 × 12,2 cm. - **Peso:** 11,8 Kg.

---

*AGENTI ESCLUSIVI PER L'ITALIA*

s.r.l. MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 79 57 62/3

# DAI LABORATORI USA...

Reliable Semiconductors from RAYTHEON-MOUNTAIN VIEW

**300°C NANOSECOND DIODE**



**UNIPLANAR* construction boosts silicon diode reliability**

Uniplanar* one-piece construction, produced at Raytheon/Mountain View (formerly Rheem Semiconductor), brings a major improvement to silicon planar diode reliability. This is demonstrated by a *300°C* storage capability, unequalled shock and vibration resistance, and more uniform electrical characteristics.

The result of Raytheon/Rheem Uniplanar* construction is a one-piece unit that can't shake loose or become misaligned. The entire chip assembly, *including ohmic contact*, is formed by a single process. This technique permits positive surface passivation of the entire junction area. A high level of uniformity is achieved, since ohmic contacts are chemically formed thousands at a time.

300°C storage is obtained because, for the first time, it is possible to exclude the latent contaminants introduced by multi-part assembly techniques.

Uniplanar* construction is available at no extra cost in such types as 1N914, 1N916, 1N3064, and 1N251. For further information, please contact the nearest Raytheon Field Office.

RAYTHEON

** Exclusive one-piece planar construction from Raytheon/Mountain View (formerly Rheem Semiconductor).*

September 14, 1962 — CIRCLE 79 ON READER SERVICE CARD — 79

# 250 DIODI SOSTITUITI DA UNO SOLO

# UNIPLANARE

Il nuovo diodo RD250/1N3728, ad alto grado di affidamento, sostituisce più di 250 diodi al silicio di uso generale. Vi aiuta a ridurre le spese di qualifiche e specifiche, abbassa i costi di produzione e permette di raggiungere più elevati gradi di affidamento. L'RD250/1N3728 non solo soddisfa, o supera, tutte le prove e le specifiche richieste per le unità che sostituisce, ma il suo prezzo è meno della metà di quelli medi di listino dei costruttori.

L'RD250/1N3728 è costruito dalla « Raytheon - Mountain View » (la ex « Rheem Semiconductor » La sua caratteristica è un'alta tensione con una dispersione molto bassa. La corrente inversa di dispersione è specificata in nove punti e la corrente diretta in dieci. La sostituzione di diodi standard aventi tensioni inverse massime di 100 o 200 volt, con il diodo, a basso costo, RD250/1N3728, avente una tensione inversa massima di 550 volt, aumenta molto i coefficienti di sicurezza nelle caratteristiche inverse, riducendo apprezzabilmente la possibilità di guasti. Il funzionamento è garantito da più di due anni di prove e di impiego in circuiti.

RAYTHEON - ELSI S.p.A. - MILANO - Piazza Cavour 1 - Telefono 65 46 61

PROVAVALVOLE mod. 755 A

PONTE RCL 518 A

OSCILLOSCOPIO mod. 642

GENERATORE BF mod. 652

ANALIZZATORE 851 A

OSCILLATORE AM 612

GENERATORE AM-FM mod. 671

VOLTMETRO ELETTRONICO
mod. 356 A

OSCILLOSCOPIO mod. 632

GENERATORE SWEEP MARKER mod. 622

***Presentando la nuova produzione studiata per le esigenze del MEC, comunichiamo che non saremo presenti alla XLI Fiera Camp. di Milano, in quanto parteciperemo alle Mostre Internazionali specializzate***

I vantaggi della struttura Nuvistor, basso consumo, dimensioni e peso ridottissimi, grande sicurezza di funzionamento con la costruzione in metallo e ceramica, consentono oggi un sostanziale miglioramento nelle prestazioni, nella qualità, nella sicurezza di funzionamento dei sintonizzatori TV.

nuvistor

# 6CW4 6DS4

RCA

® MARCHIO REGISTRATO

***I triodi 6CW4 e 6DS4 offrono:***

eccellente guadagno di potenza, mediante un'altissima trasconduttanza ed un elevato rapporto trasconduttanza/corrente anodica • basso fattore di rumore, decisamente superiore a quello dei tubi normalmente usati nei ricevitori TV • bassa distorsione da modulazione incrociata, in particolare con il tipo 6DS4 avente trasconduttanza semi-variabile • eccellente stabilità ed eccezionale uniformità di caratteristiche da tubo a tubo •

***6CW4*** *Triodo a trasconduttanza fissa*

| | | |
|---|---|---|
| Tensione di riscaldatore | 6,3 | V±10% |
| Corrente di riscaldatore | 0,13 | A |
| Capacità di ingresso | 4,1 | pF |
| Capacità di uscita | 1,7 | pF |
| Capacità griglia-anodo | 0,92 | pF |
| *dati tipici di impiego* | | |
| Tensione anodica | 70 | V |
| Tensione di griglia | 0 | V |
| Resistenza di griglia | 47000 | Ohm |
| Coefficiente di amplificazione | 68 | |
| Resistenza interna anodica | 5440 | Ohm |
| Trasconduttanza | 12500 | μA/V |
| Corrente anodica | 8 | mA |
| Tensione di griglia per corrente anodica = 10 μA (1) | - 4 | V |

***6DS4*** *Triodo a trasconduttanza semi-variabile*

| | | |
|---|---|---|
| Tensione di riscaldatore | 6,3 | V±10% |
| Corrente di riscaldatore | 0,13 | A |
| Capacità di ingresso | 4,1 | pF |
| Capacità di uscita | 1,7 | pF |
| Capacità griglia-anodo | 0,92 | pF |
| *dati tipici di impiego* | | |
| Tensione anodica | 70 | V |
| Tensione di griglia | 0 | V |
| Resistenza di griglia | 47000 | Ohm |
| Coefficiente di amplificazione | 68 | |
| Resistenza interna anodica | 5440 | Ohm |
| Trasconduttanza | 12500 | μA/V |
| Corrente anodica | 8 | mA |
| Tensione di griglia per corrente anodica = 10 μA (1) | - 6,8 | V |

*(1) con tensione di alimentazione anodica di 110 V e resistenza catodica di 130 Ohm*

Aziende Tecniche Elettroniche del Sud S.p.A.
Ufficio Vendite - Milano - v.le F. Restelli, 5 - tel. 6881041
Roma - via Parigi, 11 tel. 486731

I prodotti della ATES sono fabbricati secondo le norme della Radio Corporation of America, e marcati RCA per autorizzazione della stessa

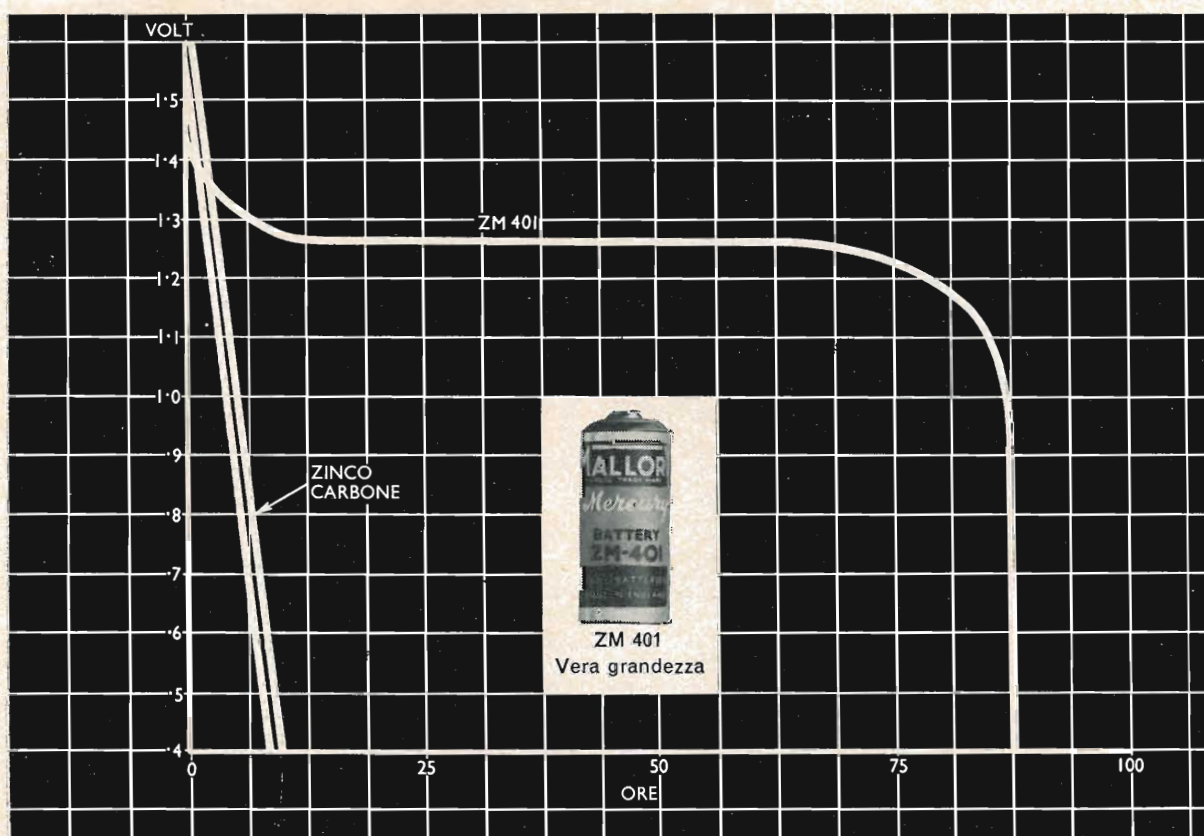
# videotak Condor

**un raggio luminoso cambia il programma regola il volume a distanza**

# Mallory

Una pila a secco che associa una tensione di scarica costante ad una straordinaria durata: questa è la realizzazione, veramente unica della casa Mallory. Nessuno era mai riuscito finora ad ottenere un risultato del genere con una pila a secco. Anche oggi, solo le pile Mallory lo consentono. Queste minuscole fonti di energia hanno una maggiore capacità per cellula delle batterie convenzionali. Sono a perfetta tenuta; la corrente erogata è sempre costante, non presentano affievolimenti durante l'uso, non si scaricano mai durante l'immagazzinaggio e possiedono una grande stabilità al variare della temperatura. Le pile Mallory dotate di queste straordinarie caratteristiche costituiscono una realizzazione importantissima per tutti i progettisti di circuiti a transistori e per tutti i fabbricanti di apparecchiature portatili che desiderino miniaturizzare i loro prodotti senza diminuirne la potenza.

## —il più importante sviluppo nel campo delle pile a secco da più di 80 anni

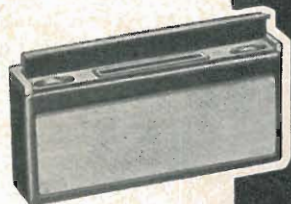
ZM 401
Vera grandezza

Consultando la Mallory in fase di progetto potrete ottenere il massimo vantaggio possibile dalla fonte di energia meno ingombrante del mondo.

Richiedete letteratura tecnica ed ulteriori informazioni a

MALLORY BATTERIES LTD. Technical Representative
Via Catone, 3 - Milano - Tel. 37 61 888

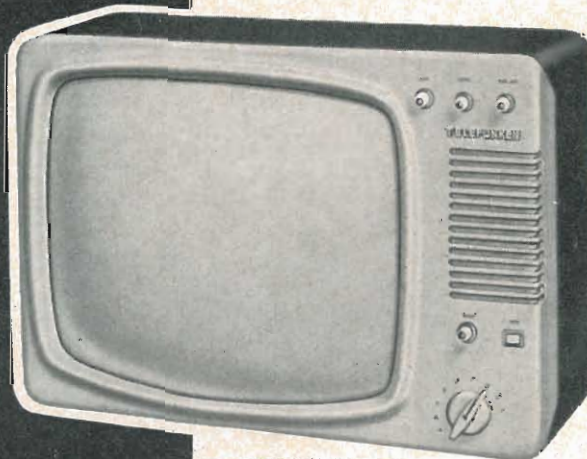
**MALLORY**

***sempre nuove idee nel campo delle pile.***

# scienza e tecnica a garanzia della qualità e della durata

**BRIDGE**
Radioricevitore a transistori
Onde medie - onde corte
Mobile originale
di nuova creazione

TELE FUN KEN

Radiofonografo
**DOMINO 61 RFS**
7 valvole (compreso occhio magico)
OM - 2/OC - MF
elevata potenza e
fedeltà di riproduzione.

Registratore a nastro
**MAGNETOPHON 295 K**
4 tracce - 3 velocità
(2,38 - 4,75 - 9,5)
ingressi singoli e miscellabili
fra loro. Consente la sovrapposizione di commenti e sottofondi
su registrazioni già effettuate

**TTV26/S/19**
Nuovissimo modello
della serie Telefunken 1962/63
con mobile in plastica

RICHIEDETE IL CATALOGO

# TELEFUNKEN

**CONTINUA IL**

## concorso quadrifoglio d'oro

**PREMI PER 100 MILIONI**

Per partecipare al concorso del **quadrifoglio d'oro** basta acquistare un apparecchio **TELEFUNKEN** dal valore di L. 29.000 in su.

TELE FUN KEN

Palazzo 1/63

# NOVITA'

per i Tecnici

Dimensioni: 45 x 93 x 145 mm - Alimentazione: 1 pila piatta da 4,5 V durata UN ANNO

**TRANSIGNAL generatore di segnali modulato particolarmente adatto per la riparazione di apparecchi radio a transistors** prezzo netto ai tecnici **L. 12.800**

Caratteristiche: Gamma A = 1600 - 550 KHZ - Gamma B = 550 - 450 KHZ - Modulazione a 400 HZ con profondità 30 % • Uscita: RF = Radio frequenza; AF = Audio frequenza

Richiedeteci il fascicolo contenente le istruzioni per la riparazione degli apparecchi a transistors con il TRANSIGNAL, vi verrà inviato gratuitamente.

**A. DAVOLI** RADIOELETTROMECCANICA **KRUNDAAL**

**PARMA • VIA F. LOMBARDI 6-8 • TELEFONO 24244**

---

STUDIO PELLEGRI

ACCESSORI **RADIO TV**

VALVOLE

TRANSISTORI

SCONTI ECCEZIONALI

TUBI TV

**RADIO ARGENTINA**

RICHIEDERE OFFERTA

**ROMA**

VIA TORRE ARGENTINA, 47

TEL. 565.989 - 569.998

PHILIPS TELEFUNKEN FIVRE A.T.E.S. R.C.A.

R.C.A SILVANIA DUMONT

*Pacific Semiconductors, Inc.*

UNA TECNICA D'AVANGUARDIA

# DIODI ZENER

## COMPENSATI ULTRA-STABILI

**La serie di zener compensati ultra-stabili PS 1200 è destinata ad applicazioni in cui occorra una tensione di riferimento di grandissima stabilità. Infatti la stabilità a lungo termine ottenuta è da 20 a 200 parti per milione ed è garantita da certificati di prova. Questo valore di stabilità è il migliore ottenibile al giorno d'oggi.**

**Questi zener sono quindi impiegabili in strumenti di precisione in sostituzione delle batterie di riferimento in quanto hanno una stabilità 10 volte maggiore delle batterie campione, e inoltre dimensioni e ingombro molto minori.**

| Tipo | Stabilità a lungo termine della tensione | Tensione di riferimento a 10 mA 25 °C (V) | Impedenza dinamica massima a 25 °C (Ω) |
|---|---|---|---|
| PS 1200 | ± 0,02 % | 8,0 - 8,8 | 15 |
| PS 1201 | ± 0,01 % | 8,0 - 8,8 | 15 |
| PS 1202 | ± 0,075 % | 8,0 - 8,8 | 15 |
| PS 1203 | ± 0,005 % | 8,0 - 8,8 | 15 |
| PS 1204 | ± 0,0035% | 8,0 - 8,8 | 15 |
| PS 1205 | ± 0,002 % | 8,0 - 8,8 | 15 |

**Coefficiente di temperatura:**

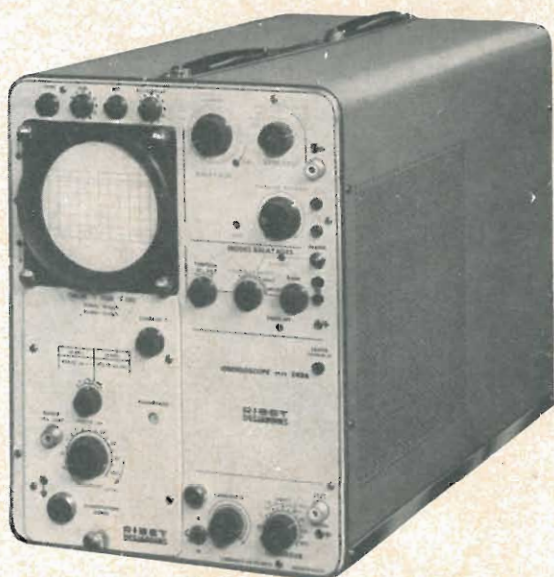
| | | | |
|---|---|---|---|
| **Tipo A** | **TC medio: 0,002%/°C** | **± 0,007 V** | **variazione della $V_z$ a 25 °C** |
| **Tipo B** | **TC medio: 0,01 %/°C** | **± 0,014 V** | **per una variazione di tempe-** |
| **Tipo normale** | **TC medio: 0,004%/°C** | **± 0,028 V** | **ratura da — 55 °C a + 100 °C** |

**Prima della prova di stabilità ciascuna unità viene invecchiata e sottoposta a diversi processi di stabilizzazione; di ogni singola unità, inoltre viene registrato ogni dato ottenuto nelle fasi della produzione e delle prove.**

**La prova di stabilità consiste nel funzionamento a carico per 1000 ore, durante le quali si registra, a intervalli, la tensione dello zener.**

**Ciascun diodo è fornito con la curva registrata tempo-stabilità di tensione, come certificato di stabilità.**

RAPPRESENTANTE ESCLUSIVA PER L'ITALIA

STABILIMENTO E UFFICI: VIA ERBA, 21 - PADERNO DUGNANO (MILANO) - TELEFONI: 92.36.91/2/3/4

### OSCILLOSCOPIO MOD. 243A CON UNITA' A CASSETTO

**Amplificatore verticale** (quando usato con preamplificatore T130 a cassetto) - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz. - Sensibilità: 5 mV/cm. c.a., 50 mV/cm. c.c. • **Base di tempo:** da 10 s/cm. a 0,1 μs/cm. - Ingranditore × 5 - **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., HF, auto - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 300 KHz - Sensibilità: 250 mV/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Potenziale acceleratore: 10 KV - Dimensioni immagine: 6 × 10 cm.

### OSCILLOSCOPIO MOD. 246A A DOPPIA TRACCIA

**Amplificatore verticale** - Due tracce: A, B, A + B, A — B - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 10 mV/cm. c.a., c.c. • **Base dei tempi:** Velocità di scansione: 2 s/cm. a 1 μs/cm. in 20 scatti. Ingranditore × 5 - Regolazione del livello del trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 1,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

### OSCILLOSCOPIO MOD. 245A PORTATILE

**Amplificatore verticale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz - Sensibilità: 50 mV/div. c.c., 5 mV/div. c.a. • **Base di tempo:** Velocità di scansione: 0,2 μs/div. a 2 s/div. • **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., auto, HF, regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale:** Larghezza di banda: c.c. ÷ 2 MHz - Sensibilità: 1,5 V/div. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 7 cm. - Potenziale acceleratore: 4 KV.

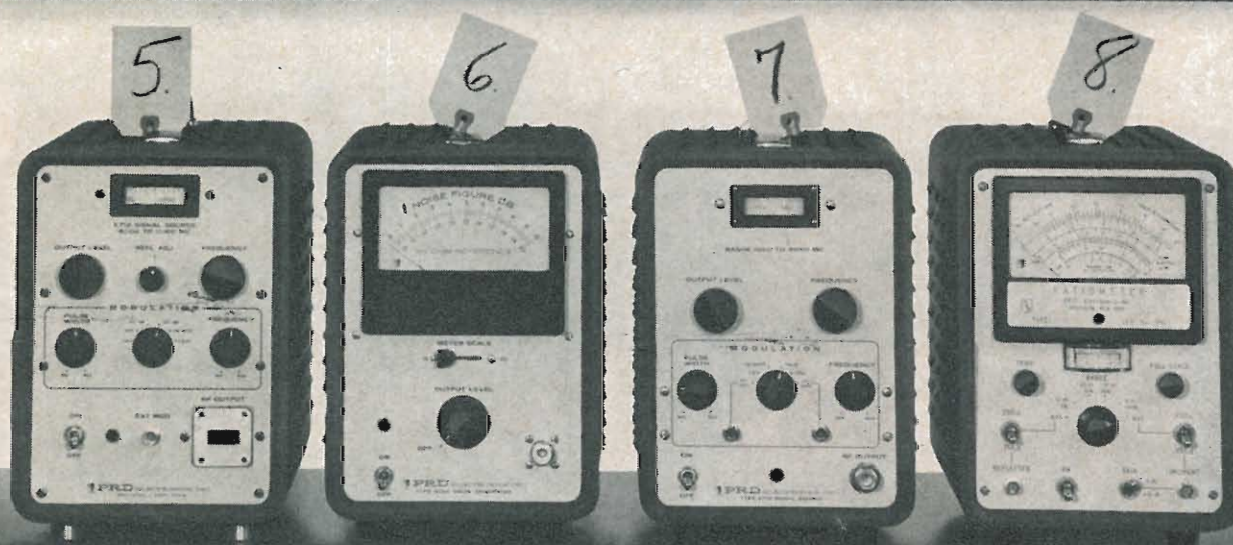
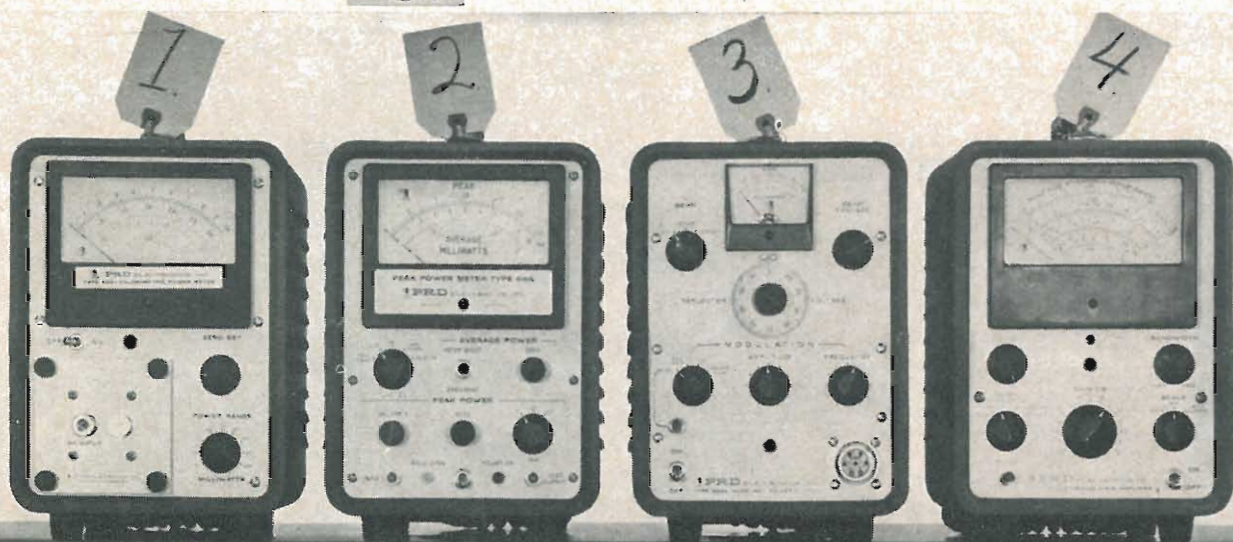
### OSCILLOSCOPIO MOD. 247A PER USI GENERALI

**Amplificatore verticale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 50 mV/cm. c.c., 5 mV/cm. c.a. - Attenuatore calibrato: 5 mV/cm. a 20 V/cm. in 12 gradini - Impedenza d'ingresso: 1 MΩ ÷ 47 pF • **Base dei tempi:** Ricorrente o sganciata - Gamma di scansione: 0,5 μs/cm. a 1 s/cm. in 20 gradini - 5 sistemi: scansione singola HF-LF, linea TV - quadro TV - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 500 KMz - Sensibilità: 0,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici** - Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

**NUOVI STRUMENTI**

# PRD Electronics, Inc.

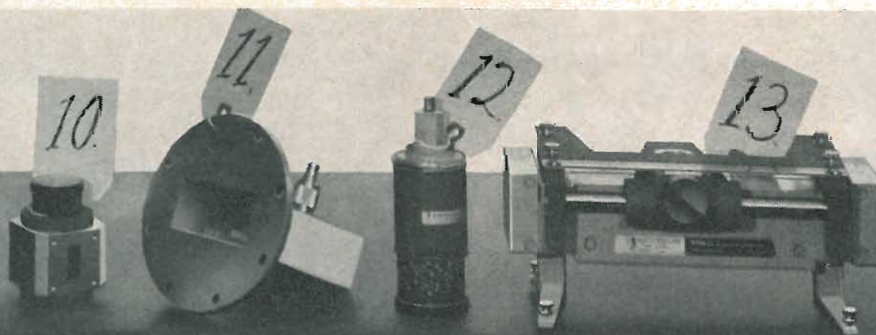
HARRIS INTERTYPE CORPORATION

*A subsidiary of Harris-Intertype Corporation*

AGENTI GENERALI:

## Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

**GENOVA** - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 52309
**R O M A** - VIA LAZIO 6 - TE. 460053/4
**NAPOLI** - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 323279

Piazza Trento 8
**MILANO**

**Tel. 54.20.51** (5 linee)
**54.33.51** (5 linee)
Telegr.: INGBELOTTI - MILANO

1. Misuratore calorimetrico 680
2. Misuratore potenza uscita 668
3. Alimentatore per Klystron 809-A
4. Amplificatore onda stazionaria 277-B
5. Generatore di segnali X-712
6. Generatore di rumore 904-A
7. Generatore di segnali S-712
8. Misuratore 279
9. Misuratore di potenza microonde 650-C
10. Commutatore per guida d'onda 4000
11. Porta bolometri 6608
12. Suscettanze tarate 3302
13. Linea fessurata e supporto 232-3

**XLI FIERA DI MILANO 1963 - Padiglione Elettrotecnica - Stand N. 33195**

ANNO XXXV **3**

MARZO 1963

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA



Sommario



Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

**VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
**C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

# Si riparla della TV a colori

*Dopo circa una decina di anni di stasi (forse più apparente che reale) sia negli sviluppi tecnici che in quelli applicativi, la TV a colori ha accusato nel 1962 una notevole ripresa di interesse generale sia in America che in Europa.*

*In Europa anzi si devono registrare le maggiori iniziative che imprimeranno sicuramente, nel corso del 1963 una spinta decisiva all'entrata in servizio sperimentale o semiregolare di un servizio pubblico in varie nazioni.*

*Promotrice principale di tutte le più recenti iniziative in tema di TV a colori in Europa può ritenersi l' Inghilterra che d'altronde aveva già effettuato con la B.B.C. sin dal 1959 delle trasmissioni sperimentali col sistema N T S C, adattato allo standard inglese a 405 righe.*

*Nel luglio 1962 venne pubblicato l'ormai famoso rapporto del « Pilkington Committee » nel quale oltre a vari altri suggerimenti circa un nuovo assetto della TV inglese, veniva consigliato l'inizio sollecito di trasmissioni di TV a colori sullo standard europeo 625 righe e nella banda di frequenze UHF (bande IV e V). Successivamente il Governo inglese, preso atto dei suggerimenti del « Pilkington Committee », pubblicava in un Libro Bianco (White Book) una serie di norme e disposizioni che hanno valore di legge. Per quanto riguarda la TV a colori però il Governo inglese non ha seguito integralmente il suggerimento del « Pilkington Committee », limitandosi a disporre che entro il 1963 si proceda a porre a confronto pratico sperimentale i due sistemi oggi sul tappeto: il sistema americano N T S C ed il sistema francese S E C A M.*

*I nostri fedeli lettori già conoscono questi due sistemi di TV a colori avendoli noi ampiamente descritti in varie riprese nel corso di questi ultimi anni.*

*Aggiungeremo solamente che entrambi i sistemi sono « compatibili », (è cioè possibile una ricezione in bianco-nero con televisori normali) e che ognuno di essi ha inevitabilmente pregi e difetti.*

*Allo scopo di prendere una decisione definitiva nella scelta fra uno o l'altro sistema da adottarsi in Europa (anzi in Inghilterra come prima nazione con TV a colori, dopo essere stata prima con la TV in bianco-nero) è stata recentemente creata una Commissione internazionale in seno alla U.E.R., articolata in varie sottocommissioni specializzate, incaricata di studiare a fondo il problema e di esprimere un giudizio entro l'autunno di di quest'anno.*

*Di tale Commissione fanno parte anche tecnici italiani, e pertanto anche il nostro Paese contribuirà alla decisione di una scelta del sistema di TV a colori da adottarsi in un prossimo futuro.*

*Comunque, la TV a colori è ormai in primo piano dell'attenzione sui prossimi sviluppi della tecnica televisiva moderna.*

*Dopo oltre un decennio di prudente attesa sulla base ormai largamente sperimentata del sistema americano N.T.S.C. (negli U.S.A. vi sono ormai quasi un milione di televisori a colori, con programmi regolari quotidiani), la TV a colori sta fortemente interessando tutte le nazioni europee.*

*Ed è auspicabile che si addivenga alla saggia decisione di una unificazione del sistema che verrà prescelto, onde permettere un semplice ed efficiente scambio di programmi.* **A**

dott. ing. Paolo Quercia

# Calcolo di un amplificatore a diodo tunnel nella gamma UHF

(parte prima di due parti)

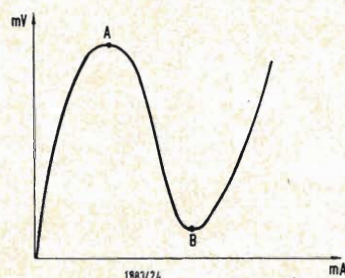
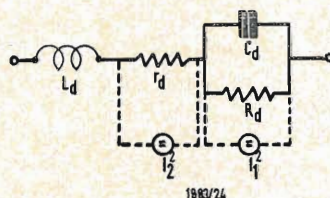
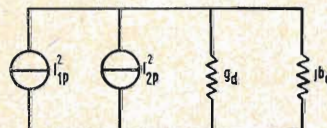



Fig. 1.1-1

## 1. - GENERALITÀ E CIRCUITO EQUIVALENTE SERIE DEL DIODO TUNNEL

Il diodo tunnel è un elemento semiconduttore presentante un tratto a resistenza negativa nella sua caratteristica voltampermetrica (tratto $AB$), fig. 1.1-1. Tale andamento permette di utilizzare il diodo tunnel come amplificatore, come oscillatore ed anche come elemento di commutazione.

**1.1.** Il circuito equivalente serie del diodo tunnel è visibile in fig. 1.1-2.
$R_d$ = resistenza negativa nel punto di lavoro.
$r_d$ = resistenza di perdita del diodo tunnel.
$C_d$ = capacità della giunzione p.n.
$L_d$ = induttanza dei terminali.
Nel circuito sono presenti due generatori di corrente $I_1$ e $I_2$ che tengono conto del rumore del tipo Schottky:
$I_1^2 = 2\, e\, I_0 \Delta f$
dove:
$e$ = carica dell'elettrone,
$\Delta f$ = larghezza di banda,
$I_0$ = corrente continua nel punto di funzionamento
e del rumore di tipo termico:

$$I_2^2 = 4\, kT\, \Delta f \frac{1}{r_d}$$

dove:
$k$ = costante di Bolzmann,
$T$ = temperatura assoluta in gradi Kelvin,
$\Delta f$ = larghezza di banda,
$r_d$ = resistenza di perdita del diodo tunnel.

Fig. 1.1-2

## 2. - CIRCUITO EQUIVALENTE IN PARALLELO DEL DIODO TUNNEL

**2.1.** Per lo svolgimento dei calcoli conviene trasformare il circuito equivalente del diodo tunnel in serie, in quello in parallelo. Fig. 2.1-1 [1].
Le relazioni per la trasformazione suddetta sono:

$$g_d = -\frac{1}{R_d} \frac{u(\theta)}{w(\theta)} \qquad (2.1\text{-}1)$$

conduttanza negativa del diodo

$$jb_d = \frac{j\,\theta\, v(\theta)}{R_d\, w(\theta)} \qquad (2.1\text{-}2)$$

suscettanza del diodo

$$I_{1p}^2 = (2\, e\, I_0\, \Delta f) \frac{1}{w(\theta)} \qquad (2.1\text{-}3)$$

generatore di rumore tipo Schottky riportato al circuito in parallelo

$$I_{2p}^2 = \left(4\, kT\, \Delta f \frac{1}{|\, r_d\, |}\right) \xi \frac{1 + \theta^2}{w(\theta)} \qquad (2.1\text{-}4)$$

generatore di rumore termico riportato al circuito in parallello.
Dove:

$$u(\theta) = 1 - \xi - \xi\theta^2 \qquad (2.1\text{-}5)$$

$$v(\theta) = 1 - \frac{1}{\theta^2_d} - \frac{\theta^2}{\theta^2_d} \qquad (2.1\text{-}6)$$

Fig. 2.1-1

(1) - Le note bibliografiche saranno riportate al termine dell'articolo.

$$w(\theta) = \theta^2 \left(\xi - \frac{1}{\theta^2_d}\right)^2 + \left(1 - \xi - \frac{\theta^2}{\theta^2_d}\right)^2 \qquad (2.1\text{-}7)$$

$$\theta = \omega\, \tau_d \qquad (2.1\text{-}8)$$

$$\tau_d = R_d C_d \qquad (2.1\text{-}9)$$

$$\xi = \frac{r_d}{|\,R_d\,|} \qquad (2.1\text{-}10)$$

$$\theta_d = \omega \tau_d = \omega_d R_d C_d \qquad (2.1\text{-}11)$$

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{L_d\, C_d}} \qquad (2.1\text{-}12)$$

risonanza, dovuta alla induttanza e la capacità del diodo.
Consideriamo il valore $g_{dv} \equiv f(\omega)$.
Risulta che per un certo valore di $\omega = \omega_{Re}$, $g_d = 0$
Per valori della frequenza di funzionamento $\omega > \omega_{Re}$ il valore $g_d$ diventa positivo ed il diodo perde ovviamente la capacità di amplificare.
Dalla (2.1-1) e (2.1-5) risulta:

$$\theta_{Re} = \omega_{Re}\, \tau_d = \sqrt{\frac{1-\xi}{\xi}} \qquad (2.1\text{-}13)$$

Fig. 2.2 -1

**2.2.** L'andamento di $g_d \, . \, R_d = \dfrac{u(\theta)}{w(\theta)}$ e di $jb_d R_d = \dfrac{\theta\, v(\theta)}{w(\theta)}$ in funzione della frequenza od anche di $\theta = \omega\tau_d = \omega R_d C_d$ dipende essenzialmente dai valori di $\theta_d$ (risonanza propria) (2.1-11) e $\theta_{Re}$ (2.1-13).
In figura (2.2-1) e (2.2-2) è riportato, ad esempio, l'andamento rispettivamente di $g_d$ e $jb_d$ in funzione di $\theta$, nel caso che $\theta_{Re} = 10(2.1\text{-}13)$.
assumendo $\theta_d$ (2.1-11) (risonanza propria come parametro.
Il valore della conduttanza $g_d$ aumenta all'avvicinarsi di $\theta$ a $\theta_d$ (risonanza propria), mentre il valore della parte reattiva $jb_d$ tende prima ad aumentare, poi diminuisce per annullarsi per $\theta = \theta_d$ e quindi ambia segno.
Da considerazioni iinerenti all3 stabilità degli amplificatorm [2] nella costruzione dei diodi tunnel si cerca di diminuire le induttanze dei terminali al punto che risulti $\theta_d > \theta_{Re}$. In tal modo la risonanza propria del diodo si verifica per un valore di frequenza al quale il diodo ha perso le capacità di amplificare, perchè la conduttanza risulta positiva fig. (2.2-1) e (2.2-2).

## 3. - CIRCUITO EQUIVALENTE

**3.1.** In figura (3.1-1) è riportato lo schema equivalente del circuito amplificatore accordato.

$I_s$ = generatore di corrente del segnale
$g_g$ = conduttanza del generatore — generatore

$L$ = induttanza del circuito accordato
$C$ = capacità del circuito accordato
$g_n$ = conduttanza di perdita del circuito accordato. — circuito accordato

$g_c$ = conduttanza di carico
$jb_c$ = suscettanza di carico — circuito di carico

Fig. 2.2-2

Nel circuito si sono tralasciate le sorgenti di rumore per semplicità.

**3.2.** Alla risonanza (frequenza di funzionamento) la somma di tutti gli elementi reattivi presenti risulta nulla:

$$\Sigma jb = 0 \qquad (3.2\text{-}1)$$

Le perdite del circuito accordato sono espresse dalla conduttanza $g_n$. È opportuno esprimere tali perdite mediante l'introduzione dei due parametri:

$$Q_0 = \frac{1}{\omega\, L\, g_n} \qquad (3.2\text{-}2)$$

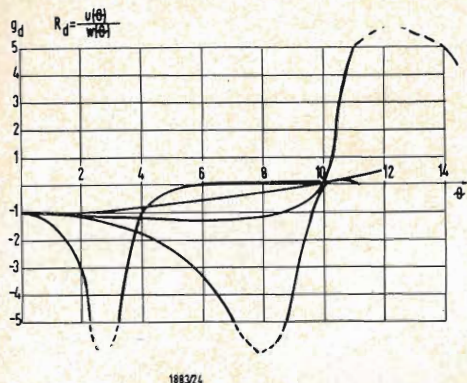
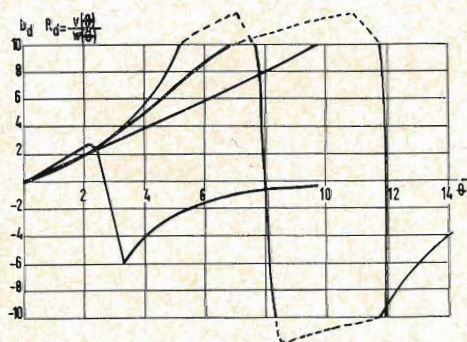
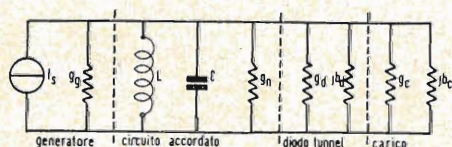
coefficiente di qualità del circuito risonante reale a vuoto;

$$Q_c = \frac{1}{\omega\, L\,(g_g + g_c + g_n)} \qquad (3.2\text{-}3)$$

coefficiente di qualità del circuito risonante completo caricato.
Quindi:

$$\eta = \frac{Q_0}{Q_c} = \frac{g_n}{g_g + g_c + g_n} \qquad (3.2\text{-}4)$$

Fig. 3.1-1

Si deve notare che $\eta = 0$ vuole dire $g_n = 0$ cioè un circuito risonante privo di perdite. Il calcolo di $g_n$ necessario per il calcolo di $\eta$ verrà svolto dettagliatamente nei successivi paragrafi.

## 4. - GUADAGNO

**4.1.** Con le posizioni riportate si calcolano il guadagno dell'amplificatore espresso come radice del rapporto fra la potenza sulla conduttanza di carico e la massima potenza che può fornire il generatore (caso di adattamento ottimo) [1]

$$K = \frac{2\sqrt{g_g g_c}}{g_g + g_c + g_n + g_d} = \frac{2\sqrt{s}}{\dfrac{1+s}{1-\eta} - \dfrac{1}{R_d\, g_g}\,\dfrac{u(\theta)}{w(\theta)}} \qquad (4.1\text{-}1)$$

essendo:

$$s = \frac{g_{sc}}{g_{sg}} \qquad (4.1\text{-}2)$$

che esprime l'adattamento fra generatore e carico.
Si nota che $K \to 0$ per $s \to$ e per $s \to \infty$
Nella (4.1-1) bisogna calcolare $g_n$.
Il procedimento varia a seconda che si tratta di un circuito a costanti concentrate o distribuite. Si vedrà in seguito un esempio.

### 4.2. - Larghezza di banda

La larghezza di banda si può calcolare con la seguente formula che, pur semplificata, permette una ottima approssimazione anche nel caso in cui il circuito risonante è realizzato con elementi a costanti distribuite (come nel nostro caso dato frequenza di lavoro in banda UHF) [1]:

$$2\,\Delta f = \frac{1}{2\pi\,\tau_d\,k}\;\frac{2\,(1-\eta)}{(\sqrt{S}+\sqrt{1/S})}\;\frac{2}{1+p}\left[1-\left(\frac{\theta}{\theta_{Re}}\right)^2\right] \qquad (4.2\text{-}1)$$

essendo $p = 1$ per un circuito risonante a costanti concentrate; $p > 1$ per un circuito a costanti distribuite e precisamente:

$$p = \frac{2\,n\pi}{\text{sen } 2\,\alpha_0} + \frac{2\,\alpha_0}{\text{sen } 2\,\alpha_0} \qquad (4.2\text{-}2)$$

per un circuito risonante realizzato mediante un tratto di linea concentrato ad un estremo, essendo:
$n$ il numero delle semilunghezze d'onda intere contenute nel circuito. $\alpha$ o la lunghezza elettrica del tratto di linea determinata dalla condizione di risonanza (linea raccorciata dalla capacità, quella totale del diodo tunnel e quella del circuito)

$$b - \frac{1}{z_0}\,\text{ctg}\,\alpha_0 = 0 \qquad\qquad \alpha_0 = \text{artcg}\,\frac{1}{b z_0}; \qquad (4.2\text{-}3)$$

dove $z_0$ = impedenza caratteristica della linea.

## 5. - FATTORE DI RUMORE

Consideriamo il circuito equivalente di fig. 3,1 ed introduciamo tutte le sorgenti rumore presenti nel circuito, presenti nel diodo tunnel e in ogni elemento resistivo del circuito stesso, fig. 5.1-1.

$Ig^2 = 4\,kT_g\,\Delta f\,g_g$

sorgente di rumore termico dovuto alla conduttanza del generatore;

$I_n^2 = 4\,kT_n\,\Delta f\,g_n$

sorgente di rumore termico dovuto alla conduttanza di perdita del circuito accordato;

$$I_{1p}^2 = (2\,e\,I_0\,\Delta f)\,\frac{1}{w(\theta)}$$

generatore di rumore tipo Schottky presente nel diodo tunnel;

$$I_{2p}^2 = \left(4\,kT_d\,\Delta f\,\frac{1}{|r_d|}\right)\xi\,\frac{1+\theta^2}{w(\theta)}$$

generatore di rumore termico presente nel diodo tunnel;

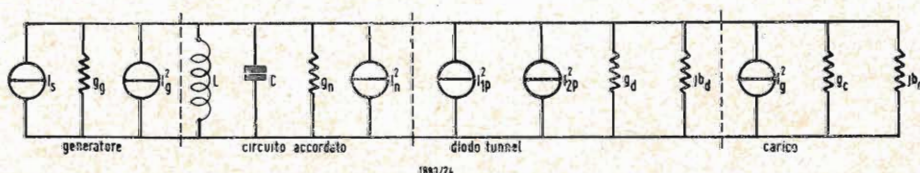



Fig. 5.1-1

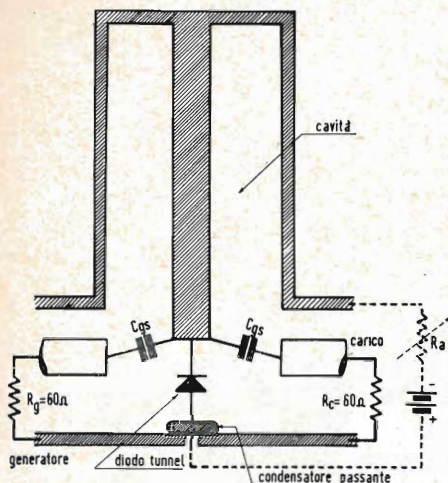



Fig. 7.1

$I_C^2 = 4\,kT_c\,\Delta f\,g_c$
generatore di rumore termico dovuto alla conduttanza del carico.
La cifra di rumore risulta

$$F = 1 + \frac{I_c^2}{I_g^2} + \frac{I_n^2}{I_g^2} + \frac{I_{p1}^2}{I_g^2} + \frac{I_{p2}^2}{1^2_g} \qquad (5.1\text{-}1)$$

Con la condizione $T = T_C = T_g = T_d = T_n = 293°K$ si ottiene:

$$F = 1 + \frac{\eta + s}{1 - \eta} + \frac{1 + s}{(1 - \eta)(1 - \xi)} \cdot \frac{1}{1 - \left(\dfrac{\theta}{\theta_{Re}}\right)^2} [0{,}02\, I_0 R_d + \xi\,(1 + \theta)^2] \qquad (5.1\text{-}2)$$

dove $I_0$ è la corrente di polarizzazione del diodo in mA e $R_d$ è la resistenza negativa del diodo in ohm. [1].

## 6. - CONSIDERAZIONI SULLE FORMULE OTTENUTE

**6.1.** *a*) La (5.1-2) mostra che all'aumentare della frequenza di funzionamento per $\theta \to \theta_{Re}$ la cifra di rumore sale oltre ogni limite.
*b*) Per diminuire la cifra di rumore conviene ridurre al minimo le perdite relative $\xi = \dfrac{r}{R_d}$ (2.1-10) e $\eta = \dfrac{g_n}{g_d + g_c + g_n}$ (3.2-4) nel diodo a nel circuito e diminuire l'accoppiamento con il carico, diminuendo il valore di $s = \dfrac{g_c}{g_g}$ (4.1-2).
*c*) Diminuendo $s$, però si ha uno stringimento della banda passante (4.2-1) che raggiunge il massimo per $s = 1$ cioè $g_c = g_g$.
Durante lo svolgimento del progetto occorre fare una scelta di $s$ a seconda del risultato che si vuol ottenere a seconda del rumore tollerabile o la banda passante minima necessaria.
In particolare, se occorre ottenere una cifra di rumore particolarmente bassa, si può abbassare $s$ fino a 0,1 - 0,2, ottenendo un registramento di banda del 30% ÷ 40% rispetto al valore ottimale che si può ottenere per una certa amplificazione assegnata, ottenendo una diminuzione della cifra di rumore di quasi due volte.
*d*) Il procedimento di calcolo esposti nei paragrafi precedenti permettono, una volta fissata la frequenza di funzionamento di calcolare gli elementi fondamentali di un circuito amplificatore quale guadagno, larghezza di banda e cifra di rumore relativamente celermente, anche nel caso, in cui il circuito risonante dell'amplificatore è realizzato a costanti distribuite.
I vari parametri, che compaiono nelle relazioni fondamentali, permettono di introdurre direttamente gli elementi di specifica dei diodi tunnel forniti dalle case costruttrici, ponendo in giusta luce l'influenza degli elementi stessi fornendo così criteri per la scelta del diodo tunnel una volta assegnata le prestazioni dell'amplificatore da raggiungere.

## 7. - ESEMPIO DI CALCOLO DI UN AMPLIFICATORE

Si vuole realizzare un preamplificatore a diodo tunnel funzionante alla frequenza $f = 525$ MHz.
Data la gamma di frequenza usata, è opportuno realizzare il circuito amplificatore, tipo accordato, con elementi distribuiti. Il circuito accordato è costituito da una linea $\lambda/4$, corto circuitata ad un estremo.
Nel ventre di tensione, all'estremità libera del conduttore centrale viene connesso il diodo tunnel a tramite i due condensatori $C_{gs}$ e $C_{cs}$ è effettuata è la connessione con il generatore ed il carico. Fig. 7.1.
L'accoppiamento fra generatore e carico di tipo capacitativo è stato scelto perchè assicura buona stabilità aumentando l'accoppiamento con il generatore ed il carico all'aumentare della frequenza e presenta migliori prestazioni per quel che riguarda il rumore in confronto ad un accoppiamento induttivo.

Fig. 7.1-1

**7.1.** Viene scelto il diodo tunnel 1N2939 General Eletric, (fig. 7.1-1)
Le caratteristiche di tale diodo sono:

$R_d = 150\ \Omega$ $\qquad L_d = 6 \cdot 10^{-9}$ H
$C_d = 5 \cdot 10^{-12}$ F $\qquad f = 525$ MHz
$r_d = 2\ \Omega$ $\qquad \omega = 330 \cdot 10^7$ rad/sec

Calcoliamo nell'ordine indicato i parametri

$\tau_d$ (2.1-9)
$\xi$ (2.1-10)
$\omega_d$ (2.1-12)
$\theta$ (2.1-8)
$\theta_d$ (2.1-11)
$u\,(\theta)$ (2.1-5)
$v\,(\theta)$ (2.1-6)
$w\,(\theta)$ (2.1-7)
$g_d$ (2.1-1)
$j_{bs}$ (2.1-2)
$\theta_{Re}$ (2.1-13)

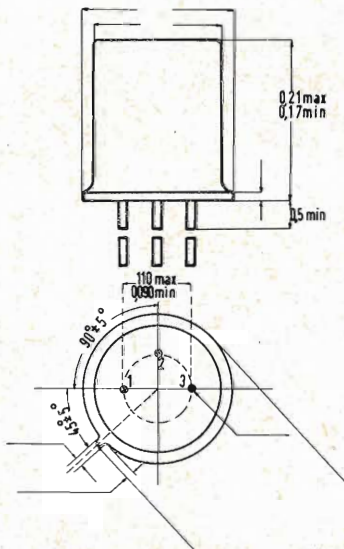
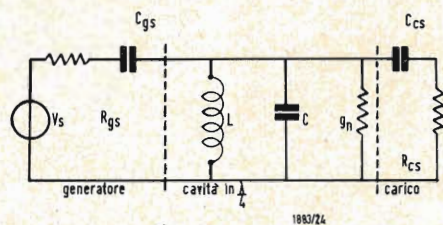



Fig. 7.2-1

quindi:

$$\tau_d = R_d\, c_d = 150 \,.\, 5 \,.\, 10^{-12} = 750 \,.\, 10^{-12} \qquad (7.1\text{-}1)$$

$$\xi = \frac{r_d}{R_d} = \frac{2}{150} = 134 \,.\, 10^{-4} \qquad (7.1\text{-}2)$$

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{L_d\, C_d}} = \sqrt{6 \,.\, 10^{-9} \,.\, 5 \,.\, 10^{-12}} = 580 \,.\, 10^7 \text{ rad sec} \qquad (7.1\text{-}3)$$

$$f_d = \frac{580 \,.\, 107}{6{,}28} = 920 \,.\, 10^6 \text{ Hz} \qquad (7.1\text{-}3)$$

$$\theta = \omega\, \tau_d = 330 \,.\, 10^7 \,.\, 750 \,.\, 10^{-12} = 2{,}47 \qquad (7.1\text{-}4)$$

$$\theta_d = \omega_d\, \tau_d = 580 \,.\, 10^{-7} \,.\, 750 \,.\, 10^{-12} = 4{,}35 \qquad (7.1\text{-}5)$$

$$u\,(\theta) = 1 - 134 \,.\, 10^{-4} - 134 \,.\, 10^{-4} \,.\, 2{,}47^2 = 0{,}90 \qquad (7.6\text{-}6)$$

$$v\,(\theta) = 1 - \frac{1}{4{,}35^2} = \left(\frac{2{,}47}{3{,}35}\right) = 0{,}628 \qquad (7.1\text{-}7)$$

$$w\,(\theta) = \theta^2 \left(\xi - \frac{1}{\theta^2{}_d}\right)^2 + \left(1 - \xi - \frac{\theta^2}{\theta^2{}_d}\right)^2 = 2{,}47^2 \left(134 \,.\, 10^{-4} - \frac{1}{4{,}35^2}\right)^2 +$$

$$+ \left[1 - 134 \,.\, 10^{-4} - \left(\frac{2{,}47}{4{,}35}\right)^2\right]^2 = 0{,}5 \qquad (7.1\text{-}8)$$

$$g_d = -\frac{1}{R_d}\,\frac{u\,(\theta)}{w\,(\theta)} = -\frac{1}{150}\,\frac{0{,}9}{0{,}5} = 12 \,.\, 10^{-3}\text{S} \qquad (7.1\text{-}9)$$

$$jb_d = j\,\frac{\theta\, v\,(\theta)}{R_d\, w\,(\theta)} = j\,\frac{2{,}47 \,.\, 0{,}628}{150 \,.\, 0{,}5} = 2{,}4 \,.\, 10^{-2}\text{S} \qquad (7.1\text{-}10)$$

Essendo la frequenza di funzionamento $\omega = 330 \,.\, 10^7$ la capacità corrispondente alla suscettanza $jb_d$ risulta:

$$j\,\omega\, C_d = jb_d$$

$$C_d = \frac{b_d}{\omega} = \frac{2{,}4 \,.\, 10^{-2}}{330 \,.\, 10^7} = 7{,}3 \,.\, 10^{-12} \qquad (7.1\text{-}11)$$

Calcoliamo la frequenza oltre la quale il diodo perde la conduttanza negativa:

$$\theta_{Re} = \sqrt{\frac{1-\xi}{\xi}} = \sqrt{\frac{1 - 134 \,.\, 10^{-4}}{134 \,.\, 10^{-4}}} = 8{,}5 \qquad (7.1\text{-}12)$$

perchè:

$$\theta_{Re} = \omega_{Re}\, r_d = \omega_{Re}\, R_d\, C_d$$

risulta essendo $\tau_d = R_d\, C_d = 750 \,.\, 10^{-12}$ (7.1-1)

$$\omega_{Re} = \frac{\theta_{Re}}{\tau_d} = \frac{8{,}5}{750 \cdot 10^{-12}} = 1{,}13 \,.\, 10^{10} = 11.300 \,.\, 10^6 \text{ rad/sec} \qquad (7.1\text{-}13)$$

e finalmente:

$$f_{Re} = \frac{11.300 \,.\, 10^6}{6{,}28} = 1800 \,.\, 10^6 \text{ Hz} \qquad (7.1\text{-}14)$$

Fig. 7.2-2

7.2. Calcolati i parametri del diodo tunnel prescelto stabiliamo il circuito equivalente della cavità in λ/4 con le capacità $C_{gs}$ e $C_{cs}$ di accoppiamento al generatore ed al carico.
Tale circuito è visibile in fig. 7.2-1.
$R_{gs}$ = resistenza interna del generatore;
$C_{gs}$ = capacità di accoppiamento fra il generatore e cavità;
$L$, $C$, $g_n$ = cavità coassiale in $\lambda/4$ avente le perdite rappresentate dalla conduttanza $g_n$;
$C_{cs}$ = capacità di accoppiamento fra cavità e carico;
$R_{cs}$ = resistenza di carico.
Trasformiamo il generatore in serie e gruppo $R_{gs}$, $C_{gs}$ in quello in parallelo $R_{gp}$, $C_{gp}$.
Analogamente il gruppo $R_{cs}$, $C_{cs}$ in quello in parallelo $R_{cp}$, $C_{cp}$. Fig. 7,2-2.
Il circuito diventa quello di fig. 7,2-4.

Considerando:

$$g_{gp} = \frac{1}{R_{gp}} \text{ e } g_{cp} = \frac{1}{R_{cp}}$$

si ottiene lo schema di fig. 7.2-3 opportuno per successivi calcoli.

Fig. 7.2-3

Assumendo:
$R_{gs} = 60\ \Omega$ $\qquad R_{CS} = 60\ \Omega$
$C_{gs} = 2{,}5$ pF $\qquad C_{gs} = 2{,}5$ pF

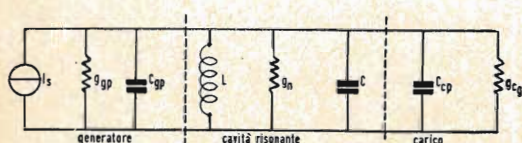
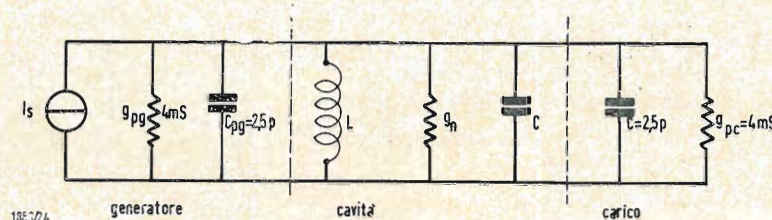
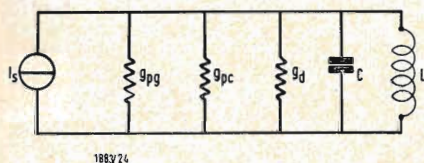



Fig. 7.2-4

Fig. 7.3-1

$$X_p = X_s = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{3{,}3 \,.\, 10^9 \,.\, 2{,}5 \,.\, 10^{-12}} = 122\ \Omega$$

$$R_p = \frac{X_s^2}{R_s} = \frac{148{,}84 \,.\, 10^2}{60} = 2{,}48 \,.\, 10^2 = 248\ \Omega.$$

$$G_p = \frac{1}{R_p} = \frac{1}{248} = 4 \,.\, 10^{-3}\ \text{S} = 4\ \text{mS}$$

Il circuito diventa quello di fig. 7.2-4.
Conviene mantenere esplicitamente i valori delle capacità in pF per il successivo calcolo della cavità.

**7.3.** Ponendo $C = C_d + C_{pg} + C_{pc}$ ricordando che $C_d = 7{,}3$ pF (7.1-11) si ottiene il circuito di fig. 7.3-1.
La conduttanza totale, non tenendo conto (per ora) delle perdite della cavità generalmente piccole, risulta:

$$g_t = g_{pg} + g_{pc} - g_d = 4 + 4 - 12 = -4 \qquad (7.1\text{-}3)$$

Poichè $g_{pg} + g_{pc} < g_d$ l'amplificatore risulta instabile. Per rendere stabile il circuito occorre caricare maggiormente il circuito equivalente, cioè aumentare $g_{pg} + g_{pc}$:

$$g_{pg} = g_{pc} = \frac{R_s}{X_s^2}$$

Occorre quindi diminuire $X_s = \dfrac{1}{\omega C_s}$, cioè aumentare il condensatore.
Tentiamo con una capacità $C_s = 3{,}3$ pF.

$$X_p = X_s = \frac{1}{\Omega C_s} = \frac{1}{3{,}3 \,.\, 10^9 \,.\, 3{,}3 \,.\, 10^{-12}} = \frac{1}{11 \,.\, 10^{-3}} = 91\ \Omega.$$

Risulta:

$$g_{pg} = g_{pc} = \frac{R_s}{X_s^2} = \frac{60}{8{,}15 \,.\, 10^3} = 7{,}35\ \text{mS}.$$

Quindi:

$$g_{pg} + g_{pc} = 7{,}35 + 7{,}35 = 14{,}7\ \text{mS}.$$

$$g_{pg} + g_{pc} - g_d = 14{,}7 - 12 = 2{,}7\ \text{mS} \qquad (7.3\text{-}2)$$

risultano $g_{pg} + g_{pc} - g_d > 0$ il circuito risulta stabile. Conviene trascurando le perdite nella cavità $g_n$, calcolare il valore approssimativo del guadagno con la relazione: [3]

$$G = K^2 = \frac{4\, g_{pg}\, g_{pc}}{[g_{pg} + g_{pc} - g_d]^2} = \frac{4 \,.\, 7{,}35}{[7{,}35 + 7{,}35 - 12]^2} \simeq 30 \simeq 15\ \text{dB} \qquad (7.3\text{-}3)$$

Tale valore risulta soddisfacente. Un guadagno maggiore si otterrebbe diminuendo i valori di $g_{cp} + g_{pc}$, cioè diminuendo i condensatori $C_{gs}$ e $C_{cs}$ fig. 7.2-1. Bisogna tesente che però si ha conseguentemente una diminuzione, della banda passante ed una diminuzione della stabilità dell'amplificatore.
In molti casi è più conveniente diminuire il guadagno ed allargare la banda passante.

Si può calcolare il valore approssimativo della banda passante con la relazione [3]

$$B = \frac{g_{pg} + g_{pc} - g_{pd}}{2\pi C} = \frac{(7{,}35 + 7{,}35 - 12)\, 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 13{,}9 \cdot 10^{-12}} = 31{,}5\ \text{MHz} \qquad (7.3\text{-}4)$$

Essendo in questo caso $C_d = 7{,}3$ pF (7.1-11) e $C_{pg} = C_{pc} = 3{,}3$ pF cioè in totale una capacità in parallelo $C = 7{,}3 + 3{,}3 + 3{,}3 = 13{,}9$ pF (7.3-5)

# Termistori e varistori, resistenze non lineari*

*Le sistematiche ricerche condotte, soprattutto durante l'ultimo decennio, nel campo dei semiconduttori, sono state, senza dubbio una delle cause dell'enorme sviluppo delle applicazioni elettroniche. È ormai ben noto l'apporto notevole dato in questo senso dall'introduzione di componenti elettrici speciali quali i termistori e i varistori (resistenze N.T.C. e V.D.R.), conseguentemente all'esigenza sempre crescente di avere elementi di circuito le cui caratteristiche elettriche varino in funzione della corrente, della tensione, della temperatura o di una combinazione di tali fattori. In questa relazione saranno prese in esame in particolare le resistenze non lineari sopra menzionate (termistori e varistori), cercando di dare una visione di insieme di quelle che sono le caratteristiche fondamentali e le principali applicazioni, non essendo possibile, data la generalità del tema, un esame approfondito.*

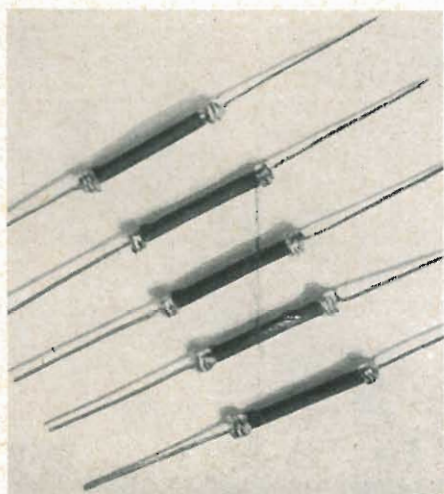



Fig. 1 - Termistori per circuiti di controllo della temperatura - Tipo B832007P/4K7.

(*) Relazione tenuta dal Dott. Ing. Enrico Beltrami della Philips S.p.A., Reparto Industria. Milano al 1° Convegno Tecnico Componenti Elettronici - 10 - 11 - 12 settembre 1962 - promosso dalla Sezione Componenti Elettronici del Gruppo XV « Costruttori Radio e Televisione dell'ANIE

## 1. - I TERMISTORI

I termistori sono delle resistenze non lineari a coefficienti negativo di temperatura; ossia la loro resistenza diminuisce con l'aumentare della temperatura. Essi vengono prodotti con materiali contenenti in massima parte ossidi semiconduttori.

A parte qualche eccezione, tutti i semiconduttori hanno un alto coefficiente negativo di temperatura, sono però, in linea di massima molto instabili nelle loro proprietà, per cui solo pochissime composizioni possono essere adoperate nella produzione dei termistori.

I costituenti più usati sono:

*a*) Soluzioni solide di $Fe_3 O_4$ con aggiunta di additivi stabilizzatori quali $ZnTiO_4$ e $MgCr_2O_4$;

*b*) $F_2 O_3$ con aggiunta di piccole quantità di $TiO_2$;

*c*) $NiO$ oppure $CoO$ o una combinazione di questi con additivi $Li_2O$.

La scelta della composizione dipende interamente dai requisiti riguardanti il coefficiente di temperatura e la resistenza specifica.

Gli ossidi opportunamente scelti e macinati vengono intensamente impastati con agglomerante ceramico. La massa viene lavorata e formata dando luogo ai vari elementi, che infine vengono riscaldati a temperatura elevata, sino ad ottenere la fusione parziale o completa degli ossidi stessi.

Le forme e le dimensioni dei termistori sono svariate: si hanno termistori ad asta o a disco, termistori miniatura che si realizzano con l'applicazione di una goccia di pasta ossida tra due fili paralleli di lega di platino.

Le applicazioni dei termistori sono da ricercarsi nel campo della radio e della televisione e in quello delle apparecchiature industriali di misura e controllo.

L'applicazione più ovvia è quella di utilizzare i termistori per la misurazione di temperatura: la misura viene effettuata evidentemente rilevando la variazione della resistenza e, dato che si è in presenza di un coefficiente negativo di temperatura elevato (mediante — 4% per °C) il metodo risulta notevolmente sensibile.

Il circuito più indicato è quello a ponte con compensazione per variazioni della temperatura ambiente mediante un secondo termistore.

I vantaggi offerti da questo metodo di misura sono notevoli: la gamma della temperatura è larga (— 70 °C a + 150 °C e oltre); grazie all'alta resistenza dell'elemento, la resistenza dei collegamenti influisce poco sulla misurazione, e ciò permette di installare l'attrezzatura di misura ad una certa distanza dal termistore; è sempre possibile scegliere un termistore con una capacità termica piccolissima, assicurando, così una pronta reazione alle variazioni di temperatura.

Poichè le misure di temperatura con i termistori si riducono sempre a misure di tensione o corrente, un'altra applicazione che deriva direttamente dal metodo precedente è il controllo au-

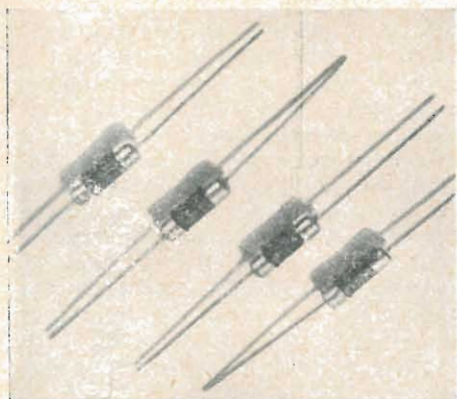



Fig. 2 - Varistori per la stabilizzazione della base dei tempi nei ricevitori televisivi - Tipo E298ZZ 01.

Fig. 3 - Varistori per stabilizzazione di tensione - Tipo E299DD/P336.

tomatico della temperatura, basti pensare di applicare il segnale di squilibrio del ponte suddetto ad un interruttore elettronico che apra o chiuda il circuito di riscaldamento.
Altra applicazione interessante è quella che utilizza le resistenze N.T.C. per la compensazione della deriva termica dei transistors.
Questo fenomeno è particolarmente temibile nel caso dei montaggi in « push-pull » funzionanti in classe B. In effetti un abbassamento della temperatura ambiente fa funzionare il push-pull in classe C, per cui si ha una distorsione notevole mentre un aumento di temperatura ambiente lo fa funzionare in classe AB o A, col rischio, quindi, di deterioramento dei transistors per « imballamento ».
L'utilizzazione di un opportuno termistore nel circuito potenziometrico di polarizzazione della base permette di risolvere elegantemente il problema.
Se la temperatura del termistore è determinata invece che da quella ambiente dalla potenza dissipata dal termistore stesso, si intravede facilmente la possibilità di ulteriori interessanti applicazioni.
Infatti parte del calore è trasferito dal termistore all'ambiente: la differenza di temperatura, per una data dissipazione, dà la misura della conduttività di calore del mezzo. Di qui la possibilità di misurazioni di vuoto, essendo la conduttività di un gas proporzionale alla sua pressione, oppure misure di velocità dei fluidi con l'esposizione al flusso di un termistore riscaldato inserito in un circuito di misura di realizzazione molto semplice.
In molte applicazioni può assumere una importanza fondamentale l'inerzia dei termistori, questo poichè, in certi casi, un'eccessiva sensibilità nei confronti di variazioni nella temperatura ambiente può comportare notevoli complicazioni.
Con l'introduzione di un opportuno termistore nel circuito di un relé, questo può essere convertito in un relé ad azione ritardata. A seconda del termistore usato, il tempo di ritardo può essere variato da pochi secondi a diversi minuti. Per ritardare l'innesco di un relé si può inserire il termistore in serie con la bobina dello stesso. Infatti inizialmente, attraverso la bobina del relé, passa una corrente che, a causa dell'alta resistenza a freddo del termistore, viene mantenuta ad un valore pari ad una frazione della corrente di inserzione. Per l'autoriscaldamento del termistore, la resistenza si abbassa e la corrente cresce sino al valore di eccitazione del relé.

Sempre sfruttando l'inerzia dei termistori è possibile proteggere i filamenti delle valvole di apparecchi radio e televisivi dalle sovracorrenti di inserzione. Infatti i filamenti hanno generalmente una capacità termica molto piccola e una resistenza fredda assai bassa, per cui la corrente che inizialmente li attraversa può divenire troppo alta e causare così un riscaldamento dannoso.
Collegando un termistore in serie con la catena di riscaldamento, si può limitare la corrente ad un valore ammissibile. Mentre la resistenza dei filamenti aumenta sino al suo valore massimo, la resistenza del termistore diminuisce.
È evidente che occorre scegliere la resistenza fredda del termistore sufficientemente alta per avere inizialmente una forte caduta di tensione sul termistore stesso e contemporaneamente la diminuzione della resistenza deve avvenire gradualmente per dare ai filamenti il tempo di riscaldarsi.
Se infine, prendiamo in considerazione la caratteristica fondamentale dei termistori, di avere cioè un coefficiente *negativo* di temperatura, è ovvio che essi possono venire utilizzati in ogni tipo di circuito per compensare un coefficiente positivo di temperatura di cui siano affetti altri elementi resistivi.
Questo metodo è d'impiego comune in circuiti di misurazione a ponte, ma l'applicazione più nota è quella della compensazione del coefficiente positivo di temperatura del giogo di deflessione verticale negli apparecchi televisivi.
(Tale compensazione si esegue solo sulle bobine di deflessione verticale e non su quella orizzontale, poichè solo nella prima non è trascurabile il componente resistivo dell'impedenza rispetto a quello reattivo, data la frequenza sufficientemente bassa della tensione impulsiva applicata al giogo suddetto).
Inserendo un opportuno termistore in serie alla bobina di deflessione si riesce ad evitare la contrazione in altezza dell'immagine che si avrebbe all'aumentare della temperatura.
A questo punto sarebbe interessante prendere in considerazione il comportamento dei termistori in regime variabile, ma tale argomento esula completamente dai limiti di questa breve esposizione.
Ci limitiamo qui a ricordare che solo da pochi anni è stato giustificato, con procedimento rigoroso, un circuito equivalente dei termistori che rende ragione del loro comportamento dinamico ed ha aperto la via a nuove possibilità di impiego, come, ad esempio, quello di ottenere l'innesco di oscillazioni persistenti, di frequenza molta bassa, ponendo una capacità in parallelo ad un termistore, opportunamente alimentato in corrente continua.

## 2. - I VARISTORI

I varistori (o resistenze V.D.R. = Voltage Dependent Resistors), come i termistori, appartengono ad una particolare classe di materiali solidi, le cui caratteristiche elettriche risultano assai diverse da quelle dei normali conduttori metallici, tanto che si sono trovate soluzioni a problemi sino ad ora insoluti.

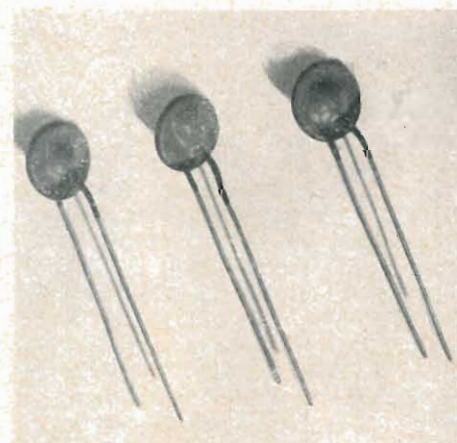
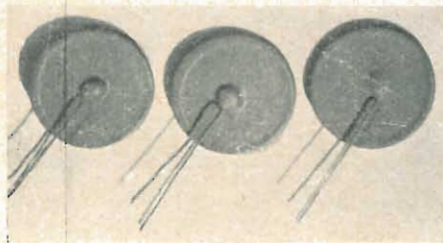



Fig. 4 - Varistori per stabilizzazione di tensione e protezione dei contatti dei rele' elettromeccanici- Tipo E299DH/P352.

Fig. 5 - Varistori per stabilizzare la larghezza dell'immagine nei ricevitori televisivi - Tipo E299CC/P342.

La proprietà precipua di tali componenti speciali consiste nel legame non lineare esistente tra la loro resistenza e la tensione di ingresso; in particolare la resistenza diminuisce rapidamente con l'aumentare della tensione applicata: l'andamento della caratteristica voltampermetrica è esponenziale.

Il materiale adoperato nella produzione dei varistori consiste principalmente in carburo di silicio che appartiene al gruppo dei semiconduttori. La caratteristica elettrica dell'agglomerato pressato è determinata dal gran numero di contatti tra i cristalli che formano una rete complicata di resistenze in serie e parallelo.

Per ottenere i varistori nella forma voluta, dischi o aste, i granuli di carburo di silicio vengono pressati insieme, con l'impiego di un legante ceramico, e poi consolidati ad una temperatura elevata.

Anche i varistori trovano largo impiego nel campo degli apparecchi televisivi, come pure in semplici circuiti di stabilizzazione di tensione, mentre costituiscono la miglior soluzione per l'eliminazione dello scintillio tra i contatti dei relé, prolungandone considerevolmente la durata.

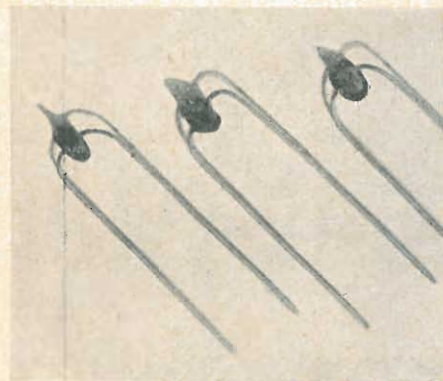
Nei normali ricevitori televisivi l'ampiezza della deflessione dipende da molti fattori variabili: anzitutto l'ampiezza diminuisce gradualmente col tempo a causa dell'invecchiamento dei tubi, in secondo luogo vi sono diversi disturbi come le fluttuazioni di tensione che intervengono frequentemente e ad intervalli irregolari in modo quanto mai fastidioso.

Per mantenere sempre la medesima scansione lo spettatore sarebbe costretto ad usare molto spesso gli organi di regolazione. Vengono per questo impiegati particolari circuiti, che utilizzano appunto i varistori, tali da stabilizzare l'immagine, anche nelle condizioni limiti di un forte abbassamento di tensione e di tubi resi meno efficienti dall'invecchiamento.

Un'altra applicazione molto interessante dei varistori nel campo della televisione è quella che utilizza tali elementi per realizzare un circuito di sincronizzazione automatica. In tale circuito viene usato generalmente un oscillatore con tubo a reattanza per la base dei tempi. La funzione del varistore è quella di mantenere la tensione di controllo per l'oscillatore uguale al potenziale del catodo del tubo oscillatore a dispetto delle fluttuazioni della tensione di ingresso. In questo modo si rende la frequenza della base dei tempi praticamente indipendente dalla tensione di ingresso. Se non vi fosse il varistore, una variazione del $\pm$ 15% nella tensione di ingresso si tradurrebbe in una variazione della frequenza di circa 60 Hz., che non è ammissibile per un sistema automatico di sincronizzazione. Se si considera la caratteristica esponenziale di un varistore, si può subito comprendere la possibilità di impiego di tale elemento in circuiti di stabilizzazione di tensione che presentano il grande vantaggio della semplicità e delle piccole esigenze di spazio.

Già una discreta stabilizzazione si può raggiungere con un circuito assai semplice che consiste in un varistore ed un resistore lineare in serie, con l'uscita stabilizzata evidentemente prelevata ai capi del varistore. Una variazione nella tensione di ingresso non si riflette proporzionalmente all'uscita, ma assai diminuita, dato che al variare della tensione varia in senso inverso la resistenza del varistore. Ad esempio, un aumento del 10% nella tensione di ingresso si ripercuote sulla tensione di uscita con valori inferiori al 3 %, cioè il fattore di stabilizzazione è generalmente superiore a 3. Tale fattore può essere elevato ulteriormente fino ad un valore 10 disponendo due di questi semplici circuiti in cascata: il metodo è usato normalmente nei casi in cui il consumo di potenza è molto piccolo. Un più alto grado di stabilizzazione si raggiunge con circuiti più complessi a ponte in cui due varistori sono inseriti su lati opposti mentre sugli altri due, due normali resistenze: la tensione stabilizzata è prelevata su una delle diagonali. In questo caso una variazione del 10%, sulla tensione di ingresso viene ridotta allo 0,9% all'uscita.

Concludiamo l'argomento varistori prendendo in esame l'interessante applicazione che utilizza tali elementi per proteggere i contatti dei relé elettromeccanici. Se consideriamo il circuito che comprende la bobina del relé, l'interruttore e la batteria di alimentazione, esso costituisce evidentemente un circuito oscillante. All'apertura dell'interruttore s'innesca un'oscillazione che può causare un'elevata sovratensione tra i contatti e di conseguenza un dannoso scintillio fra gli stessi. L'alta temperatura che ne deriva provoca la evaporazione e l'ossidazione di particelle del materiale di contatto: a lungo andare i contatti si bruciano e lo strato di ossido aumenta la resistenza e rende l'interruttore inefficiente.

Non è qui il caso di addentrarci in una dimostrazione analitica, ma diciamo solo che, qualora la tensione di alimentazione non superi i 110 V, è possibile eliminare completamente lo scintillio inserendo un opportuno varistore in parallelo alla bobina del relé. Nel funzionamento di regime la corrente si ripartisce tra l'avvolgimento ed il varistore: una parte $I$ attraverso l'avvolgimento induttivo, e, se la scelta degli elementi del circuito è giusta, una parte $i$ molto più piccola attraverso il varistore. Quando l'interruttore si apre, anche la corrente $I$ si riversa nel varistore. Se tuttavia la corrente $i$ era, ad esempio, un decimo della corrente $I$. la nuova corrente $i$ nel varistore non dà luogo ad una tensione dieci volte più alta, ma solo 1,5 volte circa.

Quando invece la tensione di alimentazione è compresa tra 110 V e 170 V è impossibile impedire del tutto che si verifichino delle scintille. In tal caso per avere ancora una protezione efficace dei contatti, si inserisce il varistore in parallelo agli stessi, tenendo presente che il varistore va scelto in modo che la corrente che lo attraversa sia piccola, tale, cioè, da non far funzionare il relé.

## 3. - CONCLUSIONE

Concludiano, ribadendo ancora che in questa sommaria esposizione abbiamo voluto dare qualche esempio di applicazione ritenuto più interessante fra i tanti possibili, dei termistori e dei varistori, senza peraltro volerci addentrare in trattazione analitiche, dato che ciascuna delle applicazioni esposte implicherebbe uno studio a parte.

D'altro canto riteniamo che già questi pochi concetti diano una idea delle vaste possibilità esistenti in questo campo sempre in continuo sviluppo.

È inutile qui ricordare che nuovi tipi di componenti elettronici sono di imminente realizzazione, mentre altri sono allo studio, in un incessante processo evolutivo che sta proiettando i limiti delle nostre possibilità verso campi sempre nuovi e imprevedibili. *A*

## Il Salone Internazionale dei componenti elettronici a Parigi

Si è svolto a Parigi dall'8 al 12 febbraio ultimo, l'annuale Salone dei Componenti elettronici. Questa Mostra che si è ormai decisamente imposta all'attenzione dei tecnici elettronici di tutto il mondo, si presenta ogni anno sempre più vasta ed interessante.

Quest'anno inoltre, vi era la coincidenza del Congresso dell'Elettronica Quantistica dedicato alla tecnica dei « maser » e dei « laser », che ha richiamato l'interesse di numerosissimi tecnici e scienziati di tutto il mondo: la partecipazione italiana era notevole.

Comunque il Salone dei Componenti era quest'anno particolarmente interessante per lo sviluppo e le applicazioni dei semiconduttori la cui industria ha assunto oggi in Francia uno sviluppo eccezionale, sia per la tendenza generale alla transistorizzazione totale dei circuiti elettronici, sia per la sempre crescente esportazione verso i Paesi del continente africano.

Sotto quest'ultimo profilo la cosa è di estremo interesse anche per la nostra industria.

Infatti è ormai scontato che tutte le nuove e vecchie nazioni africane si preoccupano, prima d'ogni altra cosa forse più urgente e necessaria di impiantare la Radio e la Televisione. E quelle nazioni che già l'avevano, estendono la rete dei trasmettitori.

Valga l'esempio della Repubblica del Sud Africa, che sta ampliando la sua rete radiofonica con ben 500 nuovi radiotrasmettitori di costruzione tedesca.

Ma il continente africano non dispone di una rete di distribuzione di energia elettrica come l'Europa: pertanto il 90% se non più dei ricevitori sia Radio che TV devono possedere una alimentazione autonoma, con transistori in luogo di valvole elettroniche.

E questa tendenza alla transistorizzazione, diciamo così « forzosa » pei Paesi africani si rifletteva nettamente nell'atmosfera dell'ultimo Salone dei Componenti.

È ovvio che parallelamente a questi sviluppi si hanno di conseguenza, corrispondenti sviluppi nel campo delle batterie ed accumulatori a secco. Inoltre i radioricevitori devono consentire la ricezione delle cosiddette bande tropicali (90 m. - 80 m. - 60 m. - 40 m. - di lunghezza d'onda). Devono anche possedere circuiti elettronici per la compensazione della temperatura sino a 50° e per la diminuzione della tensione della batteria che va sfruttata con distorsioni tollerabili sino al 50% dal suo valore iniziale.

Sempre nel campo dei semiconduttori si è notata l'apparizione sul piano commerciale pratico di « termoelementi » per la generazione di « freddo » secondo il noto effetto Peltier « Frigistor » è il nome di battaglia di un termoelemento di produzione inglese. Avremo presto i frigoriferi silenziosi senza la presenza di alcun elemen to meccanico.

Nel campo della TV si notava la presenza di numerosi tubi catodici « anti-implosione », da impiegarsi nei televisori senza alcun cristallo anteriore di protezione.

Naturalmente anche qui, la moderna tendenza alla miniaturizzazione dei circuiti elettronici faceva sentire il suo peso, con la presentazione di una vastissima gamma di componenti « miniaturizzati » ed « ultraminiaturizzati » aventi pur tuttavia prestazioni eccellenti. *Electron.*

**Un voto di scienziati al Governo per la costituzione in Europa di un Istituto internazionale della scienza e della tecnologia.**

Nella sede del Consiglio Nazionale delle Ricerche ha avuto luogo il 16 gennaio u.s. una riunione allo scopo di esaminare l'utilità e la possibilità di costituire in Europa un Istituto internazionale delle scienze e della tecnologia, secondo un suggerimento espresso a suo tempo dalla NATO.
Alla riunione hanno partecipato numerosi scienziati italiani, Rettori o loro rappresentanti delle Università italiane, Presidenti e Membri dei Comitati nazionali del C.N.R., rappresentanti dei Ministeri interessati all'argomento. Il ministro per il coordinamento della ricerca era rappresentato dal Capo di Gabinetto Ing. Cuttica.
Al tavolo della Presidenza erano il Prof. W. Allis, Segretario generale aggiunto per gli affari scientifici della NATO; il Prof. G. Polvani, Presidente del C.N.R.; il Prof. A. Giacomini, 2° Delegato ufficiale italiano nella Commissione scientifica della NATO; il Prof. P. Caldirola, Membro del Gruppo di lavoro per la redazione del Rapporto sull'Istituto ed il Prof. E. Aparo, Membro della Commissione affari scientifici della NATO.
La riunione è stata aperta dal Prof. Allis il quale ha dichiarato, tra l'altro, che quasi tutti i Governi europei hanno approvato gli obiettivi dell'Istituto internazionale delle scienze e della tecnica; Istituto che presuppone una completa indipendenza politica e per il quale si è augurato che tangibili proposte vengano avanzate dall'Italia.
Nella successiva discussione sono intervenuti i Professori Rivera, Fraschetti, Presidente del Consiglio superiore dei lavori pubblici, Bassi, Caldirola Giacomini, Visco, Trabucchi, Donato, Caglioti, Segre.
Il Prof. Polvani ha concluso i lavori. Successivamente è stata approvata una mozione in cui si afferma che i convenuti, « udita la Relazione del Prof. W.P. Allis sul progetto Killian, dopo esauriente discussione in merito alla struttura ed alle funzioni del nuovo Istituto, mentre esprimono il loro plauso per l'iniziativa che ha portato alla redazione del progetto, ritengono che la creazione dell'Istituto proposto costituisca un fatto d'importanza fondamentale per lo sviluppo della scienza e della tecnica nell'occidente; pertanto pregano il Presidente del Consiglio Nazionale delle ricerche di rendersi loro interprete chiedendo al Governo italiano di farsi promotore, presso i Governi di tutti i Paesi interessati, affinchè il progetto sia realizzato concretamente ». (*i.s.*)

Veduta del cortile interno del Centro Televisivo della British Broadcasting Corporation a Londra, che è stato definito la maggior officina televisiva del mondo. E' un insieme ben diverso dai due piccoli studi nei quali la B.B.C. iniziò, 25 anni fa, il primo servizio televisivo ad alta definizione.

F. G.

# Il futuro dei transistori nei televisori*

*L'industria dei semiconduttori può guardare con fiducia ad un interessante mercato nel campo dei televisori nel quale si prospetta, in base ai dati delle vendite nel campo dei televisori nel 1961, una cifra potenziale elevatissima. Prezzo e prestazioni sono i fattori determinanti nella scelta del transistore al posto del tubo elettronico. In molte applicazioni della presente tecnologia, i transistori danno prestazioni migliori; tuttavia, per permettere il passaggio finale dal tubo elettronico al transistore, è necessario arrivare ad una riduzione dei prezzi.*

## 1. - VANTAGGI DELLA TRANSISTORIZZAZIONE

I due principali vantaggi della transistorizzazione sono l'aumentato grado di affidamento e il minore consumo di potenza. Quest'ultimo è un motivo fondamentale solo nel caso in cui si tratti di televisori portatili; tuttavia un minore consumo di potenza significa minori temperature interne medie, e quindi un aumento della vita e degli altri componenti del televisore.

Il sistema di deflessione orizzontale è di solito il problema maggiore, per quanto riguarda il grado di affidamento dei transistori nei televisori a grande schermo. Ad eccezione del sistema di deflessione orizzontale, un televisore a transistori mostra, in base a prolungate prove di vita, un peggioramento delle sue prestazioni che è notevolmente minore di quello che si ha nei televisori con tubi elettronici.

Un probabile vantaggio futuro è quello di poter aumentare le prestazioni nelle zone marginali di ricezione. Per esempio, alcuni nuovi transistori mesa al germanio hanno un fattore di rumore dell'ordine di 3 dB a 1000 MHz, mentre il 416 B (uno dei migliori tubi elettronici disponibili) ha un fattore di rumore teorico di circa 6 dB a 1000 MHz.

## 2. - SVANTAGGI DELLA TRANSISTORIZZAZIONE

Il maggiore svantaggio è attualmente il prezzo; tuttavia i prezzi stanno diminuendo e, con l'aumentare della produzione, è probabile che questo fattore cambi abbastanza rapidamente. Probabilmente all'inizio i costruttori dovranno pagare un po' di più per i transistori per il loro maggior grado di affidamento.

Un secondo svantaggio risiede nel fatto che alcuni dei componenti associati sono relativamente nuovi; alcuni di essi possono avere un minor grado di affidamento e altri possono risultare più costosi. Tuttavia non sembra che il grado di affidamento di questi componenti possa rappresentare un problema serio e il presso diminuirà senz'altro quando si sarà fatta più esperienza e ne sarà aumentata la produzione.

I principali svantaggi tecnologici dei transistori sono le caratteristiche di sovraccarico degli amplificatori a transistori nelle zone con forti segnali e la necessità di nuovi tipi per la deflessione orizzontale.

## 3. - TRANSISTORI AL SILICIO IN CONFRONTO CON TRANSISTORI AL GERMANIO.

Nei televisori progettati o costruiti attualmente sono stati impiegati transistori al germanio, poiché essi presentano dei vantaggi economici rispetto a quelli al silicio. Tuttavia, tenuta presente la diminuzione di prezzo che ha avuto luogo nello scorso anno nei transistori al silicio, i costruttori cominciano a prendere in considerazione i transistori al silicio per molte applicazioni nel campo domestico.

Supponendo che i prezzi divengano dello stesso ordine di grandezza, la scelta si baserà sulle prestazioni e non c'è dubbio che il silicio è vantaggioso ogniqualvolta vengano richieste alte tensioni o alta velocità di commutazione, assieme ad alta potenza. Queste caratteristiche sono quelle richieste per l'amplificatore video e probabilmente per i transistori dei circuiti di deflessione orizzontale; la scelta è meno evidente per l'amplificatore di deflessione verticale.

Dove non interessino né la potenza né la frequenza, la scelta non é critica ed è determinata solo dal prezzo e dal comportamento alla temperatura ambiente. Nel campo dei piccoli segnali

(*) Da una memoria di WEBSTER, R. R. apparsa su *Trans, IRE*, BTR-8, aprile 1962, n. 1.

in alta frequenza il germanio mantiene una chiara superiorità, sebbene si stiano notando dei notevoli miglioramenti nei transistori al silicio per alta frequenza.

Possiamo concludere dicendo che la soluzione ultima è una combinazione dei tipi al silicio e al germanio, al silicio per l'amplificatore video e per la deflessione, al germanio per l'alta frequenza, ed ambedue i tipi per gli altri circuiti.

### 4. - DEFLESSIONE ORIZZONTALE

I moderni cinescopi ad alta tensione e a grande angolo di deflessione richiedono fino a 3000 VA per la deflessione: per esempio 30 A di picco, e 100 V di picco durante il ritorno. La corrente deve annullarsi in 2-3 microsecondi.

Attualmente, i grandi cinescopi possono essere deflessi con buon rendimento e con buon grado di affidamento in due modi: in primo luogo impiegando dispositivi multipli al germanio in modo da ottenere sufficiente deflessione con adeguati margini di sicurezza per un funzionamento con un buon grado di affidamento; in secondo luogo impiegando dei transistori al silicio singoli di alta potenza. Sono disponibili tipi fino a 20 A e 400 V (non contemporaneamente nello stesso dispositivo) con possibilità di commutazione vicine a 3000 VA; tuttavia tali dispositivi sono attualmente relativamente costosi. Per lo stadio di uscita orizzontale la scelta logica è quella di usare dei tipi al silicio; tuttavia l'impiego più largo dei tipi al silicio dipende dalla soluzione finale di problemi collegati con l'utilizzazione del materiale in transistori a grande superficie.

Poiché l'uscita della deflessione orizzontale richiede in ultima analisi solo un efficiente commutatore a gran velocità, riteniamo che un dispositivo di commutazione quale un rettificatore controllato PNPN può rappresentare una unità più economica di un transistore lineare. Con commutatori PNPN si possono ottenere più facilmente delle alte correnti e alte tensioni che con i transistori.

Il problema attuale nei circuiti di deflessione con tipi PNPN è la potenza richiesta per annullare la corrente in 2-3 microsecondi. In effetti in parecchi dispositivi si può annullare la corrente solo con gran difficoltà, e talvolta non è possibile effettuarla affatto, agendo sul terminale di controllo. Tuttavia cominciano ad apparire dei dispositivi PNPN con tali requisiti. I dispositivi attuali sono leggermente fuori dai requisiti di potenza nel sistema di deflessione orizzontale, ma sembra che fra poco ci saranno senz'altro dei tipi adatti a tale uso nei televisori.

### 5. - IL GRUPPO RF

La prestazione del gruppo RF a transistori è quasi uguale a quella del tipo a tubi elettronici, eccetto per la possibilità di accettare segnali forti: la modulazione incrociata e il sovraccarico sono inferiori nei gruppi RF a transistori. Il fattore di rumore di un gruppo RF a transistori è circa lo stesso di quello dei migliori tipi a tubi elettronici, con una amplificazione leggermente inferiore.

I transistori per alta frequenza che stanno per diventare disponibili promettono una prestazione migliore sotto tutti i riguardi, eccetto quella della possibilità di accettare segnali forti. Per esempio, con un nuovo transistore al germanio, il 2N2415, si possono avere dei fattori di disturbo tipici di 2,4 dB. È molto probabile che con tali transistori si potrà ottenere un compromesso nel progetto del circuito con delle prestazioni totali del gruppo RF simili a quelle di un gruppo RF con tubi elettronici.
Nello spettro UHF, i transistori sono senza dubbio superiori a tutti i tipi normali di tubi elettronici.

### 6. - IL DIODO TUNNEL

Il diodo tunnel sembra molto adatto ad essere usato quale oscillatore locale, purché si possa ottenere la stabilità di frequenza desiderata.

I diodi tunnel lavorano bene anche come mescolatori, capaci di dare una amplificazione notevolmente maggiore dei diodi convenzionali. Tuttavia, quando si lavori in condizioni di buona stabilità del circuito, il diodo tunnel quale mescolatore è ancora un dispositivo a basso guadagno, e occorre provvedere con altri circuiti a fornire il guadagno addizionale. Una soluzione potrebbe esssere quella di un diodo tunnel quale mescolatore più uno stadio addizionale di frequenza intermedia: dipende dai requisiti individuali del televisore se questa soluzione sia preferibile o no a quella dell'impiego di un transistore mescolatore.

Nella banda VHF non sembra molto pratico l'impiego dei diodi tunnel quali amplificatori radio frequenza. Per questioni di stabilità è necessario usare isolatori o circuiti ibridi, con un basso rapporto di onde stazionarie di tensione, e le loro dimensioni fisiche in VHF li rendono poco maneggevoli. Inoltre, se si voglia ottenere un guadagno apprezzabile, è necessario, per buona stabilità, attuare un accurato bilanciamento e adattamento del carico. I sovraccarichi sono più severi coi diodi tunnel che con i transistori.
Le dimensioni fisiche diventano più ragionevoli in UHF, e sembra più pratico l'uso degli amplificatori a diodi tunnel in HUF che in VHF. Tuttavia anche i transistori lavorano bene in

UHF e in ultima analisi si ritiene preferibile l'uso di un transistore.

## 7. - L'AMPLIFICATORE VIDEO

Con i transistori al germanio non è stato facile generare la tensione di uscita necessaria per pilotare i normali cinescopi. I tipi al silicio sono più adatti, essendo facilmente ottenibili con alta tensione, alta frequenza ed adeguata dissipazione.
È quindi improbabile che vengano impiegati per l'amplificatore video i transistori al germanio, a meno che non divengano disponibili commercialmente i cinescopi a bassa tensione di pilotaggio.
I transistori al silicio per lo stadio di uscita video hanno dissipazioni adeguate per un segnale video da 100 a 150 V lungo tutta la larghezza di banda video; questo rappresenta un notevole miglioramento rispetto alle prestazioni dei transistori al germanio, ed è da ogni punto di vista dello stesso ordine di quello dei tubi elettronici.

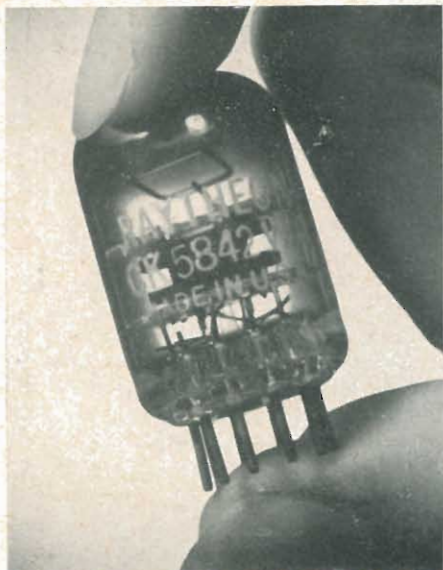
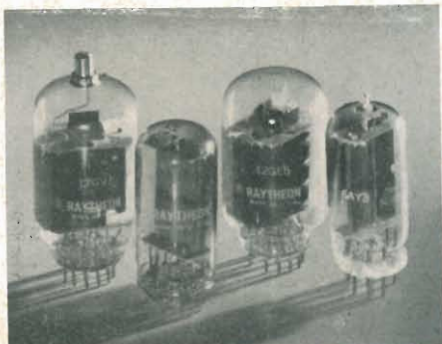
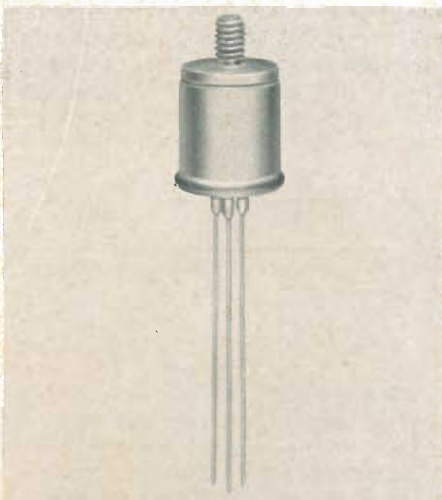
## 8. - CONCLUSIONE

I vantaggi dei transistori in televisione sono molteplici e noi riteniamo che essi superino tutti i possibili svantaggi.
La transistorizzazione dei televisori sembra solo questione di tempo, e dipende solo da un miglioramento delle prestazioni dei transistori attuali e da una riduzione dei prezzi.

*A.*

### Televisione a colori... ciò che dicono i fabbricanti americani

La televisione a colori si sta muovendo. Tutti cercano di indovinare quale sia la sua velocità, ma nessuno dubita del suo movimento.
Le previsioni dell'industria per quest'anno vanno da « circa 250.000 » a 500.000. Accentando 180.000, quale cifra delle vendite dell'anno scorso — non ci sono statistiche ufficiali — è da prevedere un grande balzo della televisione a colori; molti dirigenti si aspettano un aumento delle vendite del 100% rispetto al 1961.
È significatico che le previsioni di vendita di 500.000 televisori a colori provenga dalla RCA, mai stanco pioniere della televisione a colori. È la prima volta che la RCA parla di pezzi venduti anzichè di percentuali.
Ci sono anche altri cambiamenti che parlano tutti di nuovi sviluppi. La Zenith, la Silvania e la National Video hanno annunciato dei piani per iniziare quest'anno la produzione di cinescopi a colori, un settore che finora era appartenuto esclusivamente alla RCA.
La RCA e i suoi costruttori di cinescopi a colori stanno già parlando di un nuovo tubo più corto, a 90°, che dovrebbe uscire l'anno prossimo. Si parla anche, per il 1967, di cinescopi da 19 a 25 pollici, rettangolari.
Ed ecco come i dirigenti delle industrie vedono il mercato della televisione a colori nel 1962 (più che di previsioni si tratta di consuntivi del 1962, anche se alla fine dell'anno non si avevano dati attendibili):
Admiral: Ross Siragusa, presidente del consiglio di amministrazione, prevede quest'anno una vendita di 400 000 televisori a colori, e ritiene che si potrà arrivare a 750 000 nel 1963.
General Electric: stima la vendita di quest'anno di 275 000 pezzi, e questo autunno farà per la prima volta pubblicità alla televisione a colori su scala nazionale.
Emerson: Ben Abrams, presidente, ha detto: «una previsione di 500000 può sembrare alta, ma non può essere molto lontana dalla realtà. I rivenditori stanno imparando che il colore non è così difficile come molti credevano, dal punto di vista del servizio.»
Magnavox: John Ryan, vice presidente per le vendite, prevede per quest'anno una vendita dei televisori a colori pari al 4-5% dei televisori in bianco e nero, ossia circa 250000 pezzi.
Motorola: Edward R. Taylor, vicepresidente, ritiene che nel 1962 i televisori a colori saranno circa 350 000 e pensa che avvicineranno a 500.000 nel 1963. Egli crede che il 1963 sarà un anno fondamentale per il colore.
Olympic: Morris Sobin, presidente, stima per quest'anno una vendita di 360 000 televisori a colori.
Packard Bell: Ted Flynn, direttore generale delle vendite, ritiene che nel 1962 si protrà arrivare a 500 000 pezzi, e nel 1963 ad un minimo di un milione di pezzi.
Philco: Larry Hyde, direttore generale, non ha fatto precisazioni di vendite, ma prevede una buona stagione di vendita. È significativo che la compagnia ha ripreso le ricerche sulla televisione a colori, compreso il progetto del tubo Apple.
R.A.C.: Raymond W. Saxon, vicepresidente per le vendite, prevede una vendita di 500 000 unità.
Westinghouse: O.H. Yoxsimer, direttore generale della divisione Radio e Televisione, prevede una vendita per quest'anno di 350 000 pezzi.
Zenith: L.C. Truesdell, presidente, ritiene che si potranno vendere quest'anno 350 000 - 400 000 televisioni a colori.

*(f.g.)*

Un nuovo triodo per impiego in apparecchiature di bordo per aeromobili è stato progettato dalla Raytheon Co. È il triodo a medio-mu CK5842-WA che costituisce un miglioramento del tipo base 5842. Ottima resistenza a vibrazioni, urti e impiego fino a 80.000 piedi !circa 25.000 m) sono le caratteristiche più importanti.

Una nuova serie di tubi per ricevitori di TV con cinescopi a grande angolo di deflessione, è stata presentata dalla Raytheon Co. Sono il 6, 12, 17GV5 - 6, 12, 17AX3 - 6, 12, 17GE5 e 6, 12, 17AY3. I tipi AX3 e AY3 sono dampers, i rimanenti sono amplificatori di deflessione.

La Raytheon Co. presenta una serie di transistori al germanio PNP con montaggio a vitone per uso a basse frequenze, quali relè, regolatori di servomotori, amplificatori audio. Sono i tipi CK256, CK258, CK411-415 e 2N1504.
Maggiori informazioni possono essere richieste alla Raytheon-ELSI, Milano.

## In aumento la tipizzazione e la produzione dei Nuvistor RCA.

Mentre la produzione dei nuvistors procede a ritmo sempre più accelerato, i progettisti della RCA Electron Tube Division continuano a dirigere i loro sforzi sulla creazione di nuovi tipi, per coprire sempre meglio le necessità delle apparecchiature elettroniche di ogni tipo.
Fino ad oggi lo Stabilimento di Harrison, N.J. ha prodotto oltre tre milioni di nuvistor commerciali. Questa cifra diviene ancor più impressionante, se si considera che mentre la produzione del secondo milione avvenne nel corso di nove mesi, quella del terzo milione si è avuta nel corso di soli quattro mesi.
La crescente popolarità dei nuvistor RCA è dovuta ai noti vantaggi che questi nuovi tubi offrono: dimensioni ridotte, basso peso e basso consumo, elevatissima trasconduttanza a tensioni anodiche ridotte, eccezionale robustezza ed uniformità di caratteristiche, basse perdite interelettrodiche e corrente inversa di griglia, alta stabilità e basso fattore di rumore. La serie di nuvistor commerciali della RCA comprende ora nove tipi:
7586, triodo a medio Mu per usi industriali
7895, triodo ad alto Mu per usi industriali
7587, tetrodo a trasconduttanza fissa per usi industriali
8056, triodo a medio Mu per basse tensioni
8058, triodo ad alto Mu per amplificatori a pilotaggio catodico
6CW4, triodo per radio e TV, amplificatore RF a trasconduttanza fissa
2CW4, triodo per radio e TV, amplificatore RF a trasconduttanza fissa
6DS4, triodo per radio e TV, amplificatore RF a trasconduttanza variabile
2DS4, triodo per radio e TV, amplificatore RF a trasconduttanza variabile
La « nuvistorizzazione » sta prendendo rapidamente piede anche in apparecchiature industriali e militari. Il Signal Corps ha emesso specifiche militari per i tipi 7586, 7895, 7587.
Oltre i tipi citati sono attualmente in fase di consegna ai Clienti su base di campionatura i seguenti tipi:
A15250, triodo a medio Mu per oscillatori, amplificatori di potenza e moltiplicatori. Come oscillatore ha una potenza di 0,8 W a 160 MHz.
A15294, triodo ad alto Mu a doppia uscita, per oscillatori in Classe C; fornisce una potenza di 0,5 W a 1000 MHz.
A15298B, triodo oscillatore, amplificatore RF, duplicatore, con una potenza di 1,5 W in Classe C a 160 MHz.
A2659A, tetrodo con potenza d'uscita di 0,3 W a 80 MHz.
Una novità nel campo nuvistors è costituita dai tipi a collegamenti flessibili per la saldatura agli elementi del circuito. Questa innovazione risparmia, oltre lo zoccolo, le sue perdite, e molto spazio. Il nuvistor è il tubo ideale per l'inserzione permanente nel circuito, dato il suo elevato grado di sicurezza. Recenti prove hanno dimostrato cne il tipo RCA 7586 ha un grado di sicurezza inferiore al 0,36 di guasti per 1000 ore di funzionamento, con una probabilità del 95%.
I nuvistors sperimentali con collegamenti flessibili sono i seguenti:
A15212 su prototipo 7586
A2702A su protoitpo 7587
A15317B su prototipo A15250
A15318 su prototipo A15294
A15319 su prototipo 8056
A15320 su prototipo 8058
A15321 su prototipo 7895
A2707A tetrodo moltiplicatore oscillatore a 100 MHz
A15307 triodo moltiplicatore oscillatore a 200 MHz
A15309 triodo a bassa tensione anodica
I nuvistors RCA sono distribuiti in Italia dalla ATES. *(i.s.)*

## Prestazioni di un convertitore autooscillante per onde medie impiegante un transistor RCA AF148 di produzione ATES.

Il semiconduttore AF148 è un transistor a lega di germanio PNP del tipo « drift-field », particolarmente indicato per l'impiego come convertitore auto-oscillante per modulazione di ampiezza e 1,5 MHz.
Con tensione di alimentazione di 6 V, corrente di emettitore di 1 mA, resistenza d'ingresso di 2400 kΩ, il transistor AF148 ha una trasconduttanza di conversione di 21 mA/V.
Le sue prestazioni nell'impiego citato sono, in un circuito tipico, le seguenti:

| | |
|---|---|
| Tensione di alimentazione | 6 V |
| Resistenza di carico | 15 kΩ |
| Stabilità in ingresso | 5,34 dB |
| Stabilità in uscita | 10,21 dB |
| Massimo guadagno disponibile | 49 dB |
| Massimo guadagno utilizzabile | 33,5 dB |

È in preparazione presso la ATES una nota tecnica con la descrizione completa del circuito convertitore e dei suoi dati elettrici. *(i.t.)*

**Prestazioni di un amplificatore a frequenza intermedia impiegante due transistors RCA AF 150 di produzione ATES.**

Il semiconduttore AF150 è un transistor a lega di germanio PNP del tipo « drift field », particolarmente indicato per l'impiego come amplificatore a frequenza intermedia a 455 kHz nei radioricevitori per modulazione di ampiezza.

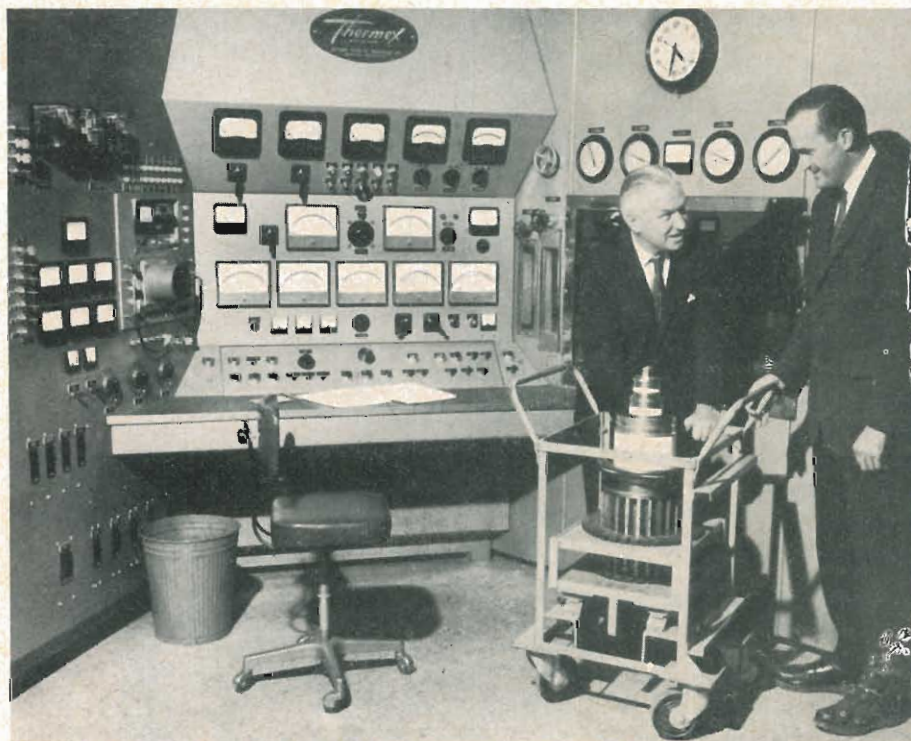
Un amplificatore del genere, impiegante due transistors AF150, ha le seguenti prestazioni:

*Primo stadio*

| | |
|---|---|
| Tensione di alimentazione | 6 V |
| Corrente di emettitore | 0,5 mA |
| Resistenza d'ingresso | 3440 Ω |
| Resistenza d'uscita | 1 MΩ |
| Trasconduttanza | 19,2 mA/V |
| Massimo guadagno disponibile | 55 dB |
| Massimo guadagno utilizzabile | 29 dB |
| Costante di riduzione | 0,7 |
| Massimo guadagno utilizzabile ridotto | 27,5 dB |
| Stabilità | 24,5 dB |

*Secondo stadio*

| | |
|---|---|
| Tensione di alimentazione | 6 V |
| Corrente di emettitore | 1 mA |
| Resistenza d'ingresso | 1270 Ω |
| Resistenza di uscita | 450 kΩ |
| Trasconduttanza | 38,4 mA/V |
| Massimo guadagno disponibile | 54,5 dB |
| Massimo guadagno utilizzabile | 32 |
| Costante di riduzione | 0,7 |
| Massimo guadagno utilizzabile ridotto | 30,5 dB |
| Stabilità | 24 dB |

È in preparazione presso la ATES una nota tecnica comprendente la descrizione di un amplificatore a frequenza intermedia con i transistors RCA AF150. (*i.t.*)

Progettati e costruiti dai THE MACHLETT LABORATORIS (DIV. OF RAYTHEON CO.) sono stati installati nella nuova stazione radio della Voce dell'America, nei pressi di Greenville, i nuovi triodi ML-7482. La nuova stazione, che ha potenza di circa 5 milioni di watt, è la maggiore del mondo fin qui costruita. Di particolare interesse sono le apparecchiature per i collaudi dei tubi raffreddati a vapori d'acqua. Nella foto è visibile un tubo ML-7482 accanto al banco di controllo.

Piero Soati

# Note di servizio dei ricevitori di TV Geloso 1010 U e 1035 U

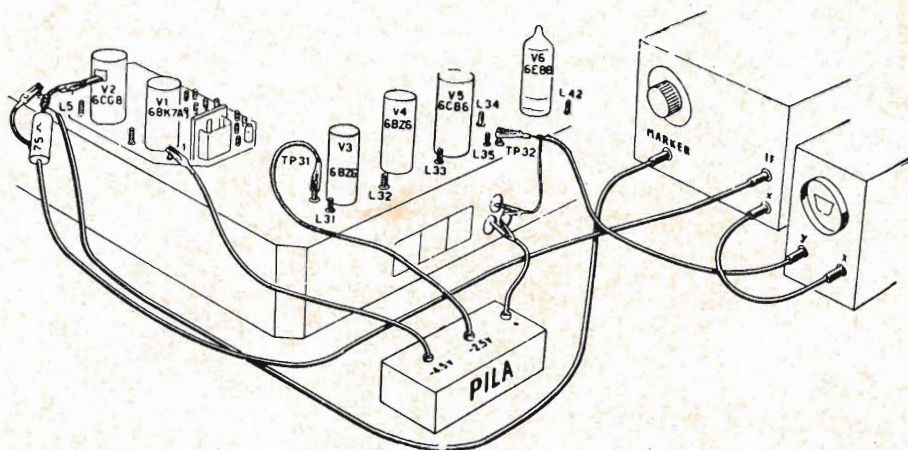



Fig. 1 - Televisori GTV 1010 e GTV 1035. Schema della disposizione degli strumenti per l'allineamento della FI (Sezione N. 7837).

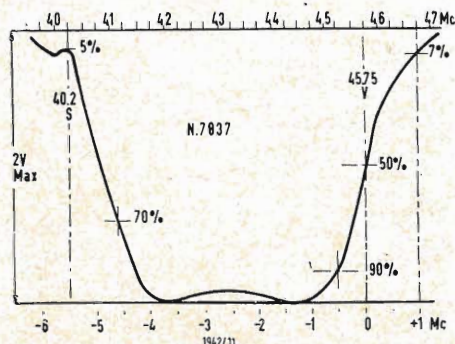



Fig. 2 - Fac-simile della curva di risposta della sezione a FI N. 7837. (nei televisori GTV 1010 e GTV 1035).

## 1. - GENERALITÀ

Il televisore GTV 1010-U (chassis GTV 978) è fabbricato dalla ditta Geloso, Viale Brenta 29 Milano. I dati che riportiamo sono validi anche per il modello GTV 1035-U (chassis GTV 979). Le eventuali differenze per il secondo sono riportate fra parentesi. Cinescopio 19″ 110° (23″ 110°). Valvole che compongono il circuito 17 più 4 diodi. Alimentazione da 100 a 290 Volt a 50 Hz. Entrata di antenna VHF-UHF bilanciata. Antenna per VHF incorporata. Canali VHF: 8. Gamma UHF da 470 a 890 MHz. Media frequenza video 45,75 MHz. Media frequenza audio 40,25 MHz (5,5 MHz). Risposta video totale a — 6 dB = 4,7 MHz. Cambio di programma a pulsante.

## 2. - VALVOLE

$V_1$ = 6BK7A amplificatrice VHF cascode; $V_2$ = 6CG8 oscillatrice mescolatrice VHF; $V_3$ = 6BZ6 = 1° amplificatrice media frequenza; $V_4$ = 6BZ6 2° amplificatrice media frequenza; $V_5$ = = 6CB6 3° amplificatrice media frequenza; $V_6$ = 6EB8 amplificatrice finale video, controllo automatico di sensibilità; $V_7$ = 6U8 limitatrice di segnale a 5,5 MHz, preamplificatrice BF; $V_8$ = 6AL5 rivelatrice a rapporto 5,5

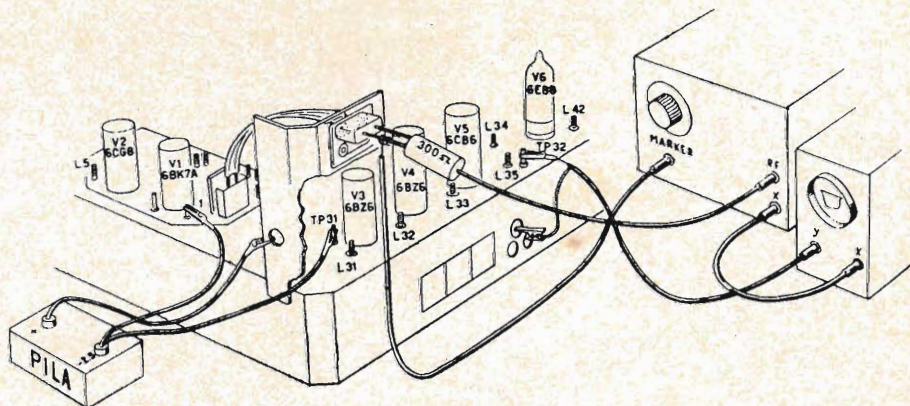



Fig. 3 - Televisori GTV 1010 e GTV 1035. Schema della disposizione degli strumenti per l'allineamento del sintonizzatore VHF mediante il controllo della curva di risposta a frequenza intermedia.

*Tabella 1. - Controllo delle tensioni con e senza segnale RF.*

| Simbolo schemat. | Valvola tipo | Funzione | Placca volt | | Griglia schermo volt | | Catodo volt | | Griglia pilota volt | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | A | B | A | B | A | B | A | B |
| $V_{1A}$ | 6BK7-A | Ampl. RF | 120 | 110 | — | — | 0 | 0 | — 2 | (1) |
| $V_{1B}$ | 6BK7-A | Ampl. RF | 260 | 250 | — | — | 120 | 110 | 120 | 110 |
| $V_{2A}$ | 6CG8 | Miscel. RF | 175 | 170 | 135 | 132 | 0 | 0 | — 3 | — 2,5 |
| $V_{2B}$ | 6CG8 | Oscill. RF | 135 | 133 | — | — | 0 | 0 | — 6 | — 5 |
| $V_3$ | 6BZ6 | 1ª amplif. FI | 125 | 115 | 125 | 115 | 0,3 | 0,9 | — 2,5 | (1) |
| $V_4$ | 6BZ6 | 2ª amplif. FI | 260 | 250 | 260 | 250 | 130 | 120 | 125 | 120 |
| $V_5$ | 6CB6 | 3ª amplif. FI | 185 | 175 | 185 | 175 | 2,6 | 2,5 | (1) | (1) |
| $V_{6A}$ | 6EB8 | Reg. aut. sens. | — 8 | — | — | — | 1,2 | — | 0 | 0 |
| $V_{6B}$ | 6EB8 | Finale video | 150(2) | 125(3) | 150(2) | 125(3) | 1,2(2) | 1,4(3) | 1,5(2) | 0(3) |
| $V_{7A}$ | 6U8 | Limit. 5,5 MHz | 145 | 120 | 75 | 45 | 0 | 0 | — 5 | (1) |
| $V_{7B}$ | 6U8 | Preampl. BF | 25 | 25 | — | — | 0 | 0 | — 1 | — 1 |
| $V_8$ | 6AL5(9) | Rivel. 5,5 MHz | — 18 | (1) | — | — | (1) | 0 | — | — |
| $V_8$ | 6AL5(10) | Rivel. 5,5 MHz | (1) | 0 | — | — | 18 | (1) | — | — |
| $V_9$ | 6AQ5 | Finale suono | 240 | 230 | 250 | 235 | 11 | — | (1) | (1) |
| $V_{10A}$ | 6CG7 | Separ. sincron. | 20 | — | — | — | 0 | 0 | — 8 | (1) |
| $V_{10B}$ | 6CG7 | Separ. sincron. | 40 | — | — | — | 0 | 0 | (1) | (1) |
| $V_{11A}$ | 6CG7 | Compar. di fase | 90(4) 160(5) | — | — | — | (1) | (1) | — 15 | — 18 |
| $V_{11B}$ | 6CG7 | Oscill. orizz. | 250 | — | — | — | 0 | 0 | — 75 | — |
| $V_{12A}$ | 6DR7 | Oscill. vertic. | 175 | — | — | — | — 12 | (6) | — | — |
| $V_{12B}$ | 6DR7 | Finale vertic. | 245 | — | — | — | 16 | — | — 5 | — |
| $V_{13}$ | 6DQ6-A | Finale orizz. | (1) | (1) | 150 | — | 6,5 | — | — 27 | — |
| $V_{14}$ | 6AX4-GT | Damper | 260 | — | — | — | (1) | (1) | — | — |
| $V_{15}$ | 1X2-B | Raddrizz. AT | (1) | (1) | — | — | 17K(7) | — | — | — |
| $V_{16}$ | 21CEP4 | Cinescopio | 17 K(7) | — | 500 | — | 110 | — | 60 | 0(4) 110(8) |
| $V_{20}$ | 6AF4-A | Oscill. UHF | 60 | — | — | — | — | — | — | — |
| $V_{21}$ | EC97 | Preamplif. FI | 120 | — | — | — | — | — | — | — |

(1) la tensione non è misurabile, oppure non deve essere misurata, o il valore leggibile non è significativo;
(2) con contrasto regolato normalmente;
(3) con contrasto regolato al massimo;
(4) con volume suono al minimo;
(5) varia con la frequenza orizzontale (P104)
(6) varia con la frequenza verticale;
(7) misurabile con probe per A.T., tenendo la luminosità al minimo;
(8) varia con la luminosità (P102); contrasto normale;
(9) placca: piedino n. 2;
(10) catodo: piedino n. 1.

MHz; $V_9$ = 6AQ5 finale di BF; $V_{10}$ = = 6CG7 separatrice dei segnali di sincronismo, amplificatrice dei segnali di sincronismo; $V_{11}$ = 6CG7 CAF orizzontale, oscillatrice orizzontale; $V_{12}$ = = 6DR7 oscillatrice verticale, finale verticale; $V_{13}$ = 6DQ6A finale orizzontale (riga); $V_{14}$ = 6AX4GT smorzatrice (damper); $V_{15}$ = 1X2B raddrizzatrice EAT; $V_{20}$ = 6AF4A oscillatrice UHF; $V_{21}$ = 6FY5/EC97 preamplificatrice a frequenza intermedia. 1G90 = diodo rivelatore video; 1N82A = diodo miscelatore UHF; 1S/1695 = = (due) rettificatori di alimentazione. Cinescopio: 19XP4 (AW59/60).

## 3. - CONTROLLO DELLE TENSIONI

Tale controllo dovrà essere effettuato mediante un voltmetro da 20.000 Ω/V oppure con un voltmetro a valvola. Il valore « A » si riferisce ad una misura con un segnale di 10.000 μV applicato all'ingresso del televisore e con il controllo su « LOCALE ». Il valore « B » è senza segnale.

*Tabella 2. - Componenti da regolare per la taratura della sezione FI.*

| Funzione | Componente da regolare | Frequenza MHz |
|---|---|---|
| Uscita sintonizzatore | $L_5$ | 41 (1) |
| Griglia 1° stadio FI | $L_{31}$ | 45,7 (2) |
| Trappola 1° FI suono | $L_{35}$ | 40,25 (3) (8) |
| Griglia 2° stadio FI | $L_{32}$ | 45 (4) |
| Griglia 3° stadio FI | $L_{33}$ | 41,5 (5) |
| Rivelatore video | $L_{34}$ | 43,5 (6) |
| Trappola FI 5,5 MHz | $L_{40}$ | 5,5 (7) (8) |

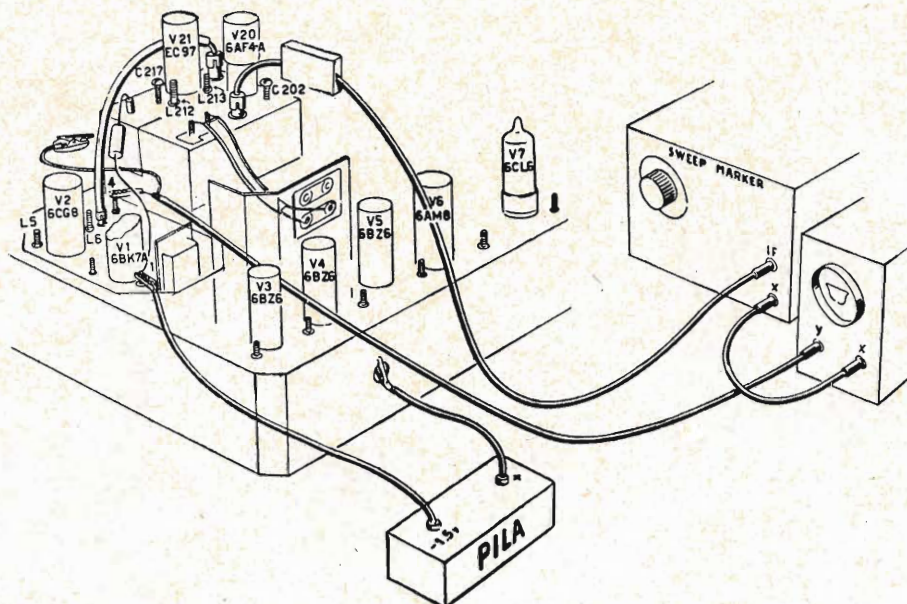



Fig. 4 - Disposizione degli strumenti per l'allineamento del preamplificatore a FI della parte UHF.

Fig. 5 - Adattatore d'impedenza fra un circuito non bilanciato 75 Ω ed un circuito d'entrata bilanciato 300 Ω. Per un cavo 50 Ω i valori resistivi dovranno essere modificati com'è indicato a parte nel disegno.

Fig. 6 - Oscillogrammi del segnale composito (dente di sega più circuito volano) al terminale N. 6 del trasformatore dell'oscillatore bloccato orizzontale.

## 4. - ALLINEAMENTO DELLA SEZIONE FI (n. 7837)

Gli strumenti da usare per eseguire tale allineamento sono quelli che abbiamo segnalato più volte, la loro disposizione è visibile in figura 1.

Nell'eseguire le suddette operazioni è opportuno tenere presente che avvitando il nucleo delle bobine si hanno i seguenti effetti:

1) il fianco suono della curva si sposta verso sinistra (cioè allarga la banda).

2) il fianco video della curva si sposta verso sinistra (cioè stringe la banda).

3) riduce al minimo la risposta su 40,25 MHz;

4) il fianco video della curva diventa più ripido (diminuisce la sella centrale);

5) il fianco suono della curva diventa più ripido (aumenta la sella centrale);

6) si inclina la parte centrale della curva (aumenta la risposta alle frequenze basse, diminuisce alle alte).

7) riduce al minimo il reticolo a 5,5 MHz visibile sullo schermo del cinescopio. La regolazione di questa bobina deve essere fatta prima di allineare la sezione suono applicando il segnale di 5,5 MHz alla griglia della valvola video;

8) le trappole debbono essere regolate esattamente sulla frequenza indicata.

Il fac-simile della curva di risposta relativa TV GTV 1010-1035 è visibile in figura 2.

## 5. - ALLINEAMENTO DEL SINTONIZZATORE VHF

Si disporranno il generatore *sweep-marker*, l'oscilloscopio e la pila, che fornisce una tensione negativa di — 3 Volt come è indicato in figura 3. L'allineamento del gruppo VHF dovrà essere iniziato dal canale più basso *A* proseguendo con gli altri canali *B*, *C*, *D* ecc. La taratura sarà eseguita inviando al gruppo il segnale dello *sweep*, (regolato sul canale da tarare, e i segnali del marker alla frequenza portante RF audio-video) e ruotando il nucleo della bobina dell'oscillatore locale ($L_{35}$) del canale, fino a collocare il segnale marker nel punto prestabilito della curva di risposta FI.

L'operazione della messa in passo dell'oscillatore deve essere eseguita con il comando della sintonia ($C_{22}$) al centro. Si potranno quindi ritoccare gli altri nuclei del canale sotto controllo fino ad ottenere il massimo livello di uscita, facendo però attenzione a non ridurre la larghezza di banda che dovrà restare tale da rispettare la forma della curva di figura 2. Agendo sul comando della sintonia fine in modo che i marker si spostino di circa $\pm$ 1 MHz la curva di risposta dovrà rimanere inalterata.

## 6. - ALLINEAMENTO DEL SINTONIZZATORE UHF

Per eseguire tale operazione occorrono lo *sweep* a Fi con marker a 40,25 e 45,75 MHz e l'oscilloscopio, i quali saranno collegati come è indicato in figura 4. Il segnale a FI dello *sweep* sarà applicato all'attacco coassiale del sintonizzatore UHF, tramite l'adattatore di figura 5. L'oscilloscopio farà capo al punto di controllo TP4 mentre il segnale dello *sweep* dovrà essere regolato in modo da ottenere all'oscilloscopio stesso un segnale di 0,05-0,1 volt. Il circuito di griglia $L_{212}$ sarà allineato al centro della gamma FI ed il circuito di placca $L_{213}$, e quello di entrata del gruppo VHF ($L_6$

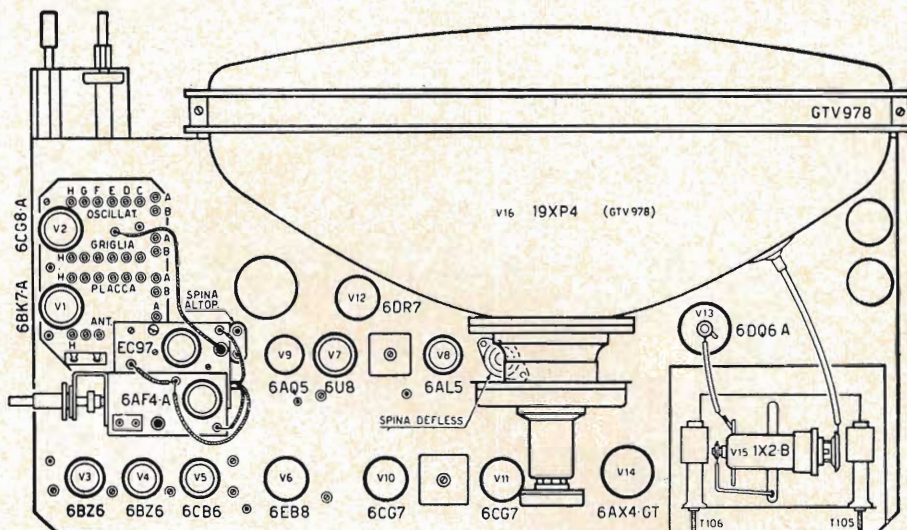



Fig. 7 - GTV 1010. Posizione delle valvole.

VHF), dovranno essere accordati agli estremi della banda FI in modo da ottenere la curva di figura 2 (le frequenze approssimate sono: $L_{212}$ = 43 MHz; $L_{213}$ = 46 MHz; $L_6$ = 40,5 MHz).
Per effettuare il controllo della curva di risposta globale a Fi si porta l'oscilloscopio al punto di controllo TP32 della sezione FI video e si polarizzano l'amplificatore ed il preamplificatore FI con una tensione di — 2,5 V. Lo *sweep* dovrà essere regolato in modo da ottenere all'oscilloscopio una uscita di 1,5-2 Volt. La curva di risposta dovrà essere identica a quella che abbiamo già visto precedentemente e cioè corrispondente alla figura 2.

## 7. - REGOLAZIONE DEL SINCRONISMO ORIZZONTALE

Dopo aver sintonizzato il TV sulla stazione, ruotare in un senso e nell'altro il potenziometro del sincronismo orizzontale. Se la messa a punto è esatta il sincronismo si deve mantenere per tutta la corsa del potenziometro. In caso contrario si ritoccherà la vite superiore del trasformatore dell'oscillatore bloccato orizzontale (7604). La regolazione della vite inferiore dello stesso trasformatore e che fa capo al circuito del CFA dovrà essere fatta in modo che i due massimi superiori della forma di onda, rilevata al terminale 6 del trasformatore, si vengano a trovare allo stesso livello (Figura 6). Detto controllo sarà eseguito con un oscilloscopio e con una sonda avente capacità inferiore ai 15 pF e con risposta di almeno 0,2 MHz. Durante tale controllo l'immagine dovrà mantenersi in sincronismo. In caso di funzionamento irregolare si dovranno rilevare gli oscillogrammi ai punti, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. In caso di mancanza della stabilità di sincronismo è opportuno controllare i diversi componenti della sezione sincronismo (7824) quali le valvole, i condensatori, le resistenze ecc. Se l'inconveniente si manifesta dopo un certo periodo di tempo dall'inizio dell'accensione controllare l'isolamento (a caldo) dei condensatori $C_{83}$ e $C_{84}$ (in qualche apparecchio di vecchia produzione l'inconveniente può essere provocato da cattivo isolamento della piastrina porta resistenze del telaio di sincronismo 7824, che provoca un passaggio di corrente variabile con la temperatura. In tal caso il terminale della $R_{96}$ e il terminale n° 5 del trasformatore 7604 debbono essere collegati direttamente fra di loro. Sul terminale rimasto libero si passeranno i condensatori $C_{83}$ e $C_{84}$, la resistenza $R_{87}$ e il conduttore collegato alla griglia 2 della 6CG7.

## 8. - DEFLESSIONE ORIZZONTALE

Il funzionamento regolare dello stadio finale di riga dipende prevalentemente dal pilotaggio della valvola 6DQ6A. Se detto segnale è eccessivo, sul quadro appaiono uno o più righe chiare verticali. La diminuzione del pilotaggio provoca la scomparsa di dette righe, però è opportuno non eccedere nell'attenuazione dato che un segnale pilota troppo basso è causa di sovraccarico e di basso rendimento della valvola finale. Perciò è opportuno eseguire la regolazione ruotando l'apposito potenziometro in senso orario fino a far apparire le righe e poi ruotarlo in senso antiorario fino a farle sparire. Dopo avere eseguito tale ope-

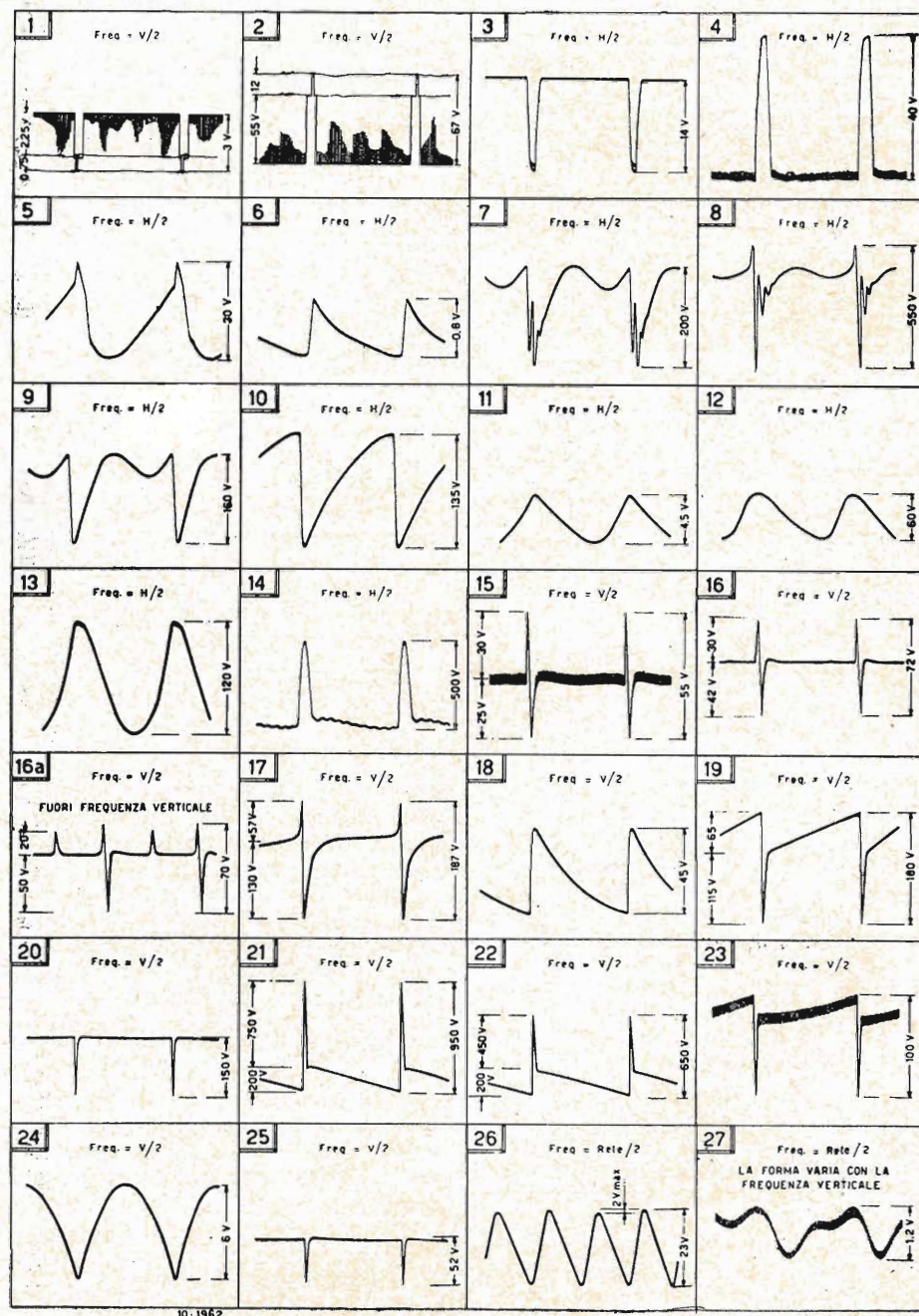



Fig. 8 - Forme d'onda rilevate nei diversi punti del circuito.

razione è opportuno controllare la stabilità del sincronismo orizzontale. Una regolazione perfetta si ha quando ruotando il potenziometro della frequenza tutto in senso orario, l'immagine sta per uscire di sincronismo mentre con il potenziometro girato in senso antiorario l'immagine si mantiene in sincronismo anche ruotando provvisoriamente il commutatore su di un altro canale. Successivamente si regolano, tramite le apposite viti poste dietro al telaio, la larghezza e la linearità d'immagine. Dopo tale operazione può essere necessario un altro piccolo ritocco alla regolazione del pilotaggio orizzontale.
Qualora la larghezza del quadro non raggiunga le esatte dimensioni, anche agendo sulla vite di regolazione, occorre controllare gli elettrolitici $C_{101}$ e $C_{102}$ e il funzionamento della valvola finale di riga 6DQ6A.

## 9. - DEFLESSIONE VERTICALE

Generalmente le regolazioni necessarie per tale circuito interessano la linearità l'altezza e la frequenza, tenendo presente che il regolatore di altezza agisce sulla parte inferiore del quadro.
L'altezza deve essere mantenuta circa 5 millimetri in più sopra e sotto in previsione delle variazioni di tensione di alimentazione e dell'invecchiamento delle valvole. Qualora si incontrino delle difficoltà nelle regolazioni è necessario procedere ad un accurato controllo del-

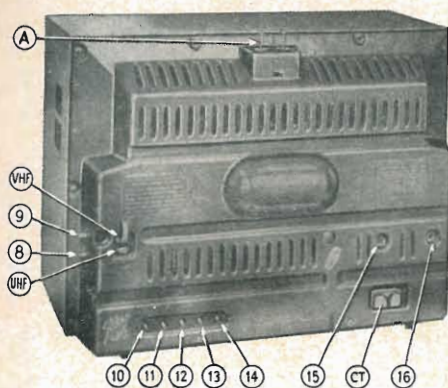



Fig. 9 - GTV 1035. Organi prese e comandi laterali e posteriori.
8 - Sincronismo verticale
9 - Sincronismo orizzontale
10 - Regol. sens. base.
11 - Focalizzazione.
12 - Altezza di quadro.
13 - Linearità verticale
14 - Pilotaggio orizzontale
15 - Larghezza di quadro.
16 - Linearità orizzontale.
A - Antenna VHF
VHF - Presa antenna VHF
UHF - Presa antenna UHF
CT - Cambio tensioni.

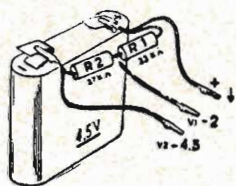



Fig. 10 - Per la polarizzazione fissa potrà essere usata una pila di 4,5 V munita di conveniente partitore da collegare alla fila stessa al momento dell'uso.

le tensioni e degli oscillogrammi rilevabili dai punti 15 fino al 24. (figura 8). Se il quadro è instabile e si muove dall'alto al basso, controllare con l'oscilloscopio l'ampiezza dell'impulso integrato di sincronismo verticale tenendo l'apparecchio leggermente fuori sincronismo in modo che l'immagine si muova leggermente verso il basso. L'impulso del sincronismo si muoverà verso destra e dovrà avere l'ampiezza indicata negli oscillogrammi che si riferiscono alla griglia della valvola oscillatrice verticale.
Se il quadro è attraversato da una sola linea bianca orizzontale, la qualcosa è indice della mancanza della deflessione verticale, occorre controllare il circuito di deflessione verticale, il trasformatore di uscita verticale ed il giogo. Se il quadro risulta troppo stretto, e se aumentando la regolazione dell'altezza e della linearità apparisse una linea chiara al margine inferiore del quadro, controllare la valvola finale, il suo condensatore catodico e il condensatore elettrolitico del circuito di alimentazione dello stadio finale. Se le righe del raster sono leggermente ondulate in senso verticale e sul lato sinistro del quadro, ciò è dovuto al valore leggermente inesatto del condensatore di compensazione del giogo. Generalmente è sufficiente eseguire un leggero spostamento del giogo in avanti o indietro in modo da variare la capacità del giogo stesso nei confronti del rivestimento interno del cinescopio.

### 9.1 - Centraggio del quadro e correzione delle deformazioni a cuscinetto.

Il centraggio del quadro si esegue secondo la solita prassi. Se le linee dell'immagine sono leggermente incurvate verso il centro (effetto cuscinetto) si procede alla loro correzione agendo sui magnetini i quali dovranno essere spostati leggermente. Questa operazione dovrà essere eseguita con molta cura e potrà richiedere anche un ritocco della centratura e della regolazione della larghezza e della linearità orizzontale.

### 9.2. - Circuito di ritraccia verticale

Non ha bisogno di alcuna messa a punto. In caso di mancato funzionamento è opportuno verificare gli oscillogrammi al secondario del trasformatore di uscita verticale e alla griglia del cinescopio (23-25).

### 9.3. - Sensibilità base.

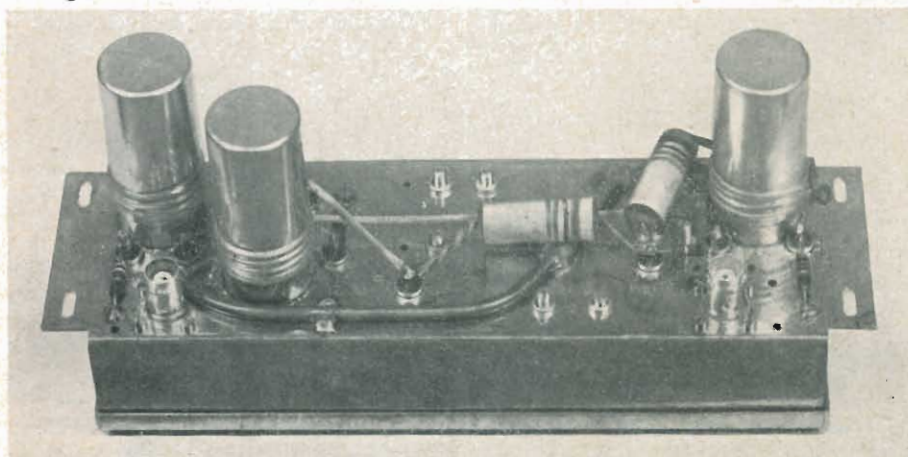
Essa viene regolata agendo sul comando «*locale-distante*», e precisamente ruotando verso «*distante*» si elimina l'eventuale effetto neve aumentando la sensibilità, ruotandolo verso «*locale*», si eliminano gli eventuali effetti di saturazione qualora il segnale in arrivo sia troppo intenso. Dato che i segnali VHF e UHF difficilmente hanno una intensità uguale, la sensibilità deve essere regolata in modo tale da ottenere un giusto compromesso che eviti la saturazione per il segnale più forte e l'effetto neve per il segnale più debole.

### 9.4. - Controllo del cinescopio.

La tensione del cinescopio si aggira sui 15.000-18.000 Volt misurata con un volmetro da 20.000 Ω/V munito di sonda per *AT* e collegato fra la massa ed il filamento della valvola 1X2-B.
Qualora la EAT sia insufficiente o mancante, la causa deve essere ricercata nel circuito di deflessione orizzontale e cioè nella seconda valvola 6CG7 della sezione 7824, nella finale di riga 6DQ6A e nella 6AX4GT, e relativi componenti quali il trasformatore di uscita orizzontale ed il giogo di deflessione.

### 9.5. - Oscillogrammi.

Gli oscillogrammi riportati in figura 8 sono numerati e si riferiscono ai punti del circuito contraddistinti dai numeri corrispondenti. In ogni oscillogramma sono indicate la frequenza di ripetizione dell'oscilloscopio (rispettivamente la metà della frequenza di riga *H*, di quadri *V* e di rete), la tensione di picco e picco e, in taluni casi anche le tensioni parziali. Gli oscillogrammi a frequenza di riga e quelli con tensioni di picco e picco superiore a 100 Volt, sono rilevati con riduttore di tensioni a bassa capacità 10/1.

L'ELETTRONICA PROFESSIONALE (Elpro) ha realizzato un convertitore capace di trasferire qualsivoglia canale VHF (banda I-III) in qualsivoglia canale UHF (bande IV-V) per soddisfare numerose richieste da parte dell'industria elettronica.
La costruzione meccanica è basata su telai modulari, già utilizzati dalla ELPRO nei precedenti montaggi, che unitamente ai circuiti risonanti brasati a rame, linee stabilizzate in invar etc., garantiscono una elevata stabilità.
Viene equipaggiato con l'alimentatore modello AL1005 e generalmente fornito in esecuzione da rack.

dott. ing. Antonio Nicolich

# Considerazioni sui rumori e loro misura*

*L'uomo, generatore di rumori, spende annualmente milioni per ridurre i rumori. Per assicurare l'efficienza dei suoi rimedi, si devono usare strumenti per misurare il livello del rumore. In questo articolo è detto come questi strumenti assolvono le loro funzioni.*

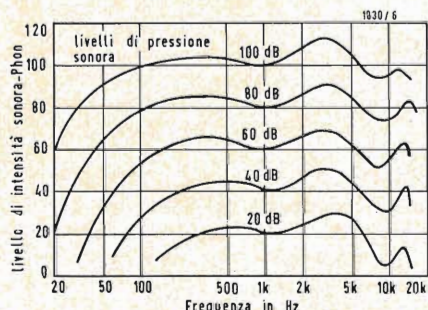



Fig. 1 - Intensità sonora per livelli costanti di pressione acustica (*SPL* = sound-pressure-level)

I MORALISTI possono discutere sul fatto che il mondo è migliore rispetto al secolo scorso per i molti progressi tecnologi compiuti, ma nessuno può negare che sia più rumoroso. Quando vola un aviogetto, o gratta un raschiatoio, o lavora un'officina, si genera un disturbo che influenza una parte del mondo. Sembra che non si possa fare qualche cosa senza produrre rumore.

Ma se vi sono i disturbatori, vi sono anche coloro che combattono i rumori e spendono milioni e milioni all'anno per ridurre i rumori. Il costo proprio dei dispositivi, dei materiali e del lavoro è grande, ma è solo una parte del totale, aggiungete il prezzo del rendimento sacrificato nei silenziatori dei motori di automobile e degli aviogetti e avete una punta di costo annuale ben difficilmente valutabile. Di questa cifra, la relativamente piccola parte spesa per le apparecchiature di misura dei rumori deve considerarsi una necessità di valutazione, perché è il solo mezzo per rendersi conto di come il resto della somma sia saggiamente speso, cioè del perchè si facciano tante spese.

## 1. - L'UOMO-METODO DI MISURA DEI RUMORI

L'uomo è in difinitiva realmente l'elemento misuratore dei rumori, e la scienza della misura dei disturbi acustici è spesso un tentativo di imitazione del meccanismo umano come misuratore di rumorosità. Di primario interesse è il concetto di intensità acustica. L'intensità è un parametro puramente soggettivo, che va oltre la diretta misura fisica. Ma essa è riferita al livello di pressione del suono (il suono è una variazione nella pressione atmosferica normale) e questa relazione fornisce il punto di rinvio della valutazione del rumore.

## 2. - IL LIVELLO DI PRESSIONE SONORA E IL DECIBEL

Poichè il termine « decibel » è spesso usato impropriamente, vogliamo dapprima stabilire quello che esso *non* è. Esso non è una quantità specifica, analoga a un suono, o a un chilometro, o a un minuto. Esso è in realtà il logaritmo del rapporto di una quantità ad una quantità di riferimento. Nella misura dei rumori la quantità di riferimento è la pressione di $2{,}10^{-4}$ microbar ($cm^2$) che è presso a poco la pressione del suono più debole che può essere udito da una persona dall'udito molto buono in un ambiente molto tranquillo. La pressione di un microbar eguaglia approssimativamente un milionesimo della pressione atmosferica normale. Il campo di pressioni rilevabile dall'orecchio umano è così vasto che è più agevole usare i decibel invece del microbar per sopprimere i livelli di pressione. La relazione fra le due grandezze è: livello di pressione sonora (dB) $= 20 \log \left( \frac{P}{0{,}0002} \right)$ dove $P$ è la pressione sonora efficace in microbar, per il suono in esame.

Quando usate il termine *decibel* ricordatevi il livello di riferimento che state usando nel confronto relativo. Il livello viene spesso stabilito come, per es., dB rif. 0,0002 μbar.

La maggior parte dei suoni odierni giace fra 50 e 90 dB. È fuori dubbio che voi non avete mai udito un rumore maggiore di 140 dB. La fig. 3 mostra in quale punto della scala dei decibel giacciono alcuni rumori comuni.

Un'ultima parola intorno al decibel: si noti che, secondo la relazione sopra riportata, il dB è logaritmico e si deve tenere ciò presente quando si computano i decibel. Due disturbi di 60 dB si combinano in modo da produrre un disturbo di 68 dB (e non di 120).

## 3. - FREQUENZA

La sensibilità dell'orecchio varia con la frequenza e la curva di risposta stessa varia col livello della pressione sonora Se volete riferire il livello di pressione sonora al concetto soggettivo di *intensità*, dovete provvedere a compensare la risposta in frequenza dell'orecchio. Questa risposta è data in fig. 1, dove tutti i punti di ogni singola curva rappresentano un ugual livello di pressione sonora. Queste curve sono basate sui profili di uguale intensità determinati da Robinson e Dadson del National Physical Laboratory, Teddington, Inghilterra. Si noti che il massimo della risposta è a circa 4 Hz e che la caduta decisiva è sotto qualche centinaio di Hz. Si può vedere da questo diagramma

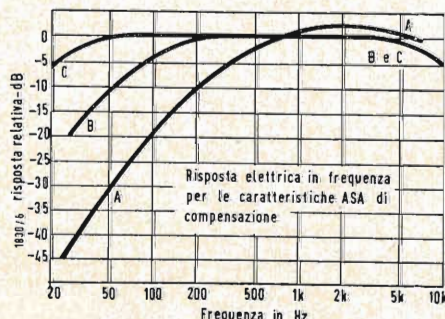



Fig. 2 - Risposta in frequenza dei circuiti compensatori normalizzatori.

(*) VAN VEEN, F. T., Noise and its measurement *Electronics World*, maggio 1962, pag. 25.

che un suono di livello di pressione sonora di 80 dB fa l'effetto di 90 Phon a 4 kHz, ma di soli 60 Phon a 45 Hz. (Il Phon è un'unità di livello di intensità sonora. Per definizione il numero dei Phon eguaglia il numero dei dB di una nota a 1000 Hz ugualmente intensa).

L'informazione mostrata in fig. 1 è fondata sui vari esperimenti eseguiti impiegando una sorgente sonora costituita da una nota pura. Poichè molti rumori non sono note pure, alcuni esperti preferiscono i dati di risposta basati su prova con disturbo distribuito. Ma tutti sono d'accordo che si deve includere una certa compensazione dell'effetto intensità in funzione della frequenza, in qualunque misura attendibile di rumore, che si istituisca.

## 4. - MICROFONI PER LA MISURAZIONE DEL RUMORE

Le misure di rumore iniziano sempre al microfono, dove il suono viene convertito in tensione. Se la tensione di uscita non corrispondesse all'entrata sonora, la misura non darebbe un risultato corretto. Per questa ragione diviene importantissima la giusta scelta del microfono. Tre tipi di microfoni vengono usati nelle misure di disturbi piezoelettrico, a condensatore e dinamico. Di questi i primi due sono quelli più largamente usati nelle misure dei livelli sonori.

Il microfono più comune per le misure dei suoni è stato per lungo tempo il tipo a sale di Rochelle piezoelettrico, favorito dalla sua alta uscita e buona risposta in frequenza. Il suo maggior inconveniente, noto a chiunque debba lasciarne uno sempre chiuso in un furgone in un giorno caldo di estate, è la sua sensibilità alla temperatura e all'umidità.

Una realizzazione assai recente è il microfono piezoelettrico PZT (costituito da titanato di piombo e da zirconato di piombo). Il PZT presenta un'uscita e una risposta in frequenza confrontabili a quelle del microfono a sale di Rochelle, senza le indesiderate caratteristiche di temperatura. Il microfono PZT va guadagnando rapidamente il favore per la sua eccellenza elettrica e per il suo costo ragionevole. Il microfono a condensatore presenta il premio per la risposta in frequenza, ma anche (dovreste saperlo) per il suo altissimo prezzo. Esso richiede una tensione di polarizzazione ed un preamplificatore incorporabile nel microfono stesso. Per molte misure la differenza della risposta in frequenza fra i microfoni di misura tipo PZT e a condensatore non giustifica la notevole differenza di costo. Però se vi occorre un'ottima risposta in frequenza sopra 8 o 10 kHz, il microfono a condensatore vale bene la differenza di prezzo.

Quando si usa un microfono piezoelettrico a condensatore al termine di un cavo di prolungamento (come è spesso necessario) si devono applicare fattori di correzione per tener conto della lunghezza del cavo. Il microfono dinamico non richiede tali correzioni ed è perciò spesso usato in tali applicazioni.

## 5. - MISURATORI DI LIVELLO SONORO

Lo strumento fondamentale per misurare i rumori è il misuratore di livello sonoro (fonometro), di cui un esempio è mostrato nella foto accanto. Esso comprende un microfono per captare il suono da misurare, un attenuatore calibrato, circuiti compensatori, un amplificatore ed uno strumento indicatore. I circuiti equilibratori, basati su dati di risposta in frequenza simili a quelli forniti dalla fig. 1, rappresentano un tentativo di convertire la diretta pressione sonora in qualcosa più rappresentativo del moto con cui udiamo i suoni. Le caratteristiche per questi circuiti speciali sono state normalizzate dall'ASA (« American Standard for Sound-Level Meters for Measurement of Noise an Other Sound- S 1.4,1961). V. fig. 2.

I fotometri esistono in notevole varietà di forme e dimensioni. Forse il più semplice è il misuratore per la sorveglianza del suono. Strettamente parlando esso non è un fonometro (cioè esso non è completamente conforme alle specifiche ASA sopra ricordate), ma effettua misure di livello di pressione sonora e contiene i circuiti di compensazione. Questo strumento è piccolo, economico e facile da usare ed è molto popolare tra quelle persone, che desiderano semplicemente misurare, diciamo, l'intensità relativa di due suoni simili, o che desiderano fare il controllo del rumore «prima » e « dopo », nel caso di migliorare la rumorosità di una macchina, di un ufficio ecc..

Per le sue piccole dimensioni e per il suo funzionamento a pile esso è un eccellente apparecchio per effettuare il controllo rapido di rumori quasi dappertutto.

Il vero fonometro è un compendio di mezzi per chi deve intraprendere serie misure di rumore. Un buon fonometro comporta un sensibile microfono non direzionale, un attenuatore preciso, un calibratore incorporato, un selettore di risposta del misuratore lenta o rapida, possibilità di usare altri trasduttori di entrata (tal come un rivelatore vibratore o un microfono per scopi speciali) e un connettore di uscita ausiliaria, in modo da poter applicare l'uscita ad un analizzatore o ad un registratore. Se il fonometro deve essere usato in campagna, esso deve contenere il suo proprio alimentatore, essere leggero e facile da trasportare.

La spesa di 400 o 500 dollari per un buon fonometro rappresenta un notevole investimento in ogni campagna contro i rumori.

## 6. - ANALIZZATORI

La conoscenza dello spettro di frequenza di un rumore è spesso molto utile, specialmente quando si voglia isolare un specifico componente del rumore. Il fonometro, sia pure con i suoi circuiti selettori, dice ben poco intorno alla distribuzione delle frequenze. Applicando l'uscita del fonometro ad un analizzatore, si può « sintonizzare » il rumore intorno ad una qualsiasi parte dello spettro audio. Gli analizzatori di suono possono essere classificati per le loro caratteristiche di larghezza di banda, o di selettività. I tipi più comuni hanno larghezze di banda, che sono una frequenza costante o una percentuale costante di frequenza. Un tipico analizzatore a larghezza di banda a frequenza costante ha una risposta con una sommità piana di 4 Hz ed una reiezione molto alta al di fuori della banda passante. Il più comune analizzatore a larghezza di banda a percentuale costante è l'analizzatore con banda a ottava, il quale comprende un complesso di filtri passabanda, ricoprenti le bande di frequenze a ottave specificate dall'ASA.

Altri analizzatori usano larghezze di banda a mezza ottava, a 1/3 di ottava ed anche più strette. Con certi strumenti si può fare la commutazione su una di due o di più caratteristiche, secondo l'applicazione. Quanto più la larghezza di banda è stretta, tanto maggior informazione si può ricavare dall'analizzatore. Perciò l'analizzatore a banda stretta rivela molte più cose intorno al rumore, di quanto faccia l'analizzatore con banda a ottava. Ma per la maggior parte degli esami l'analizzatore con banda a ottava è perfettamente adatto e l'usare un analizzatore a banda stretta sarebbe come servirsi di un telescopio al gioco del calcio.

I rumori di tipo d'urto richiedono un trattamento speciale ed uno strumento speciale, l'analizzatore di rumori impulsivi, è il solo mezzo utile per misurare le loro proprietà importanti, come il livello di cresta e la durata.

## 7. - REGISTRATORI

I registratori di livello vengono largamente usati per mettere in diagramma i dati rilevati coi fonometri e con gli analizzatori. L'uso del registratore aumenta grandemente l'utilità dell'apparecchiatura per la misura dei rumori.

Per es. un fonometro piazzato per rivelare il rumore del traffico, ad un certo punto può essere lasciato incostudito, mentre un registratore traccia il livello di rumore in funzione del tempo. Alimentando un registratore con un analizzatore di suono (a sua volta alimentato da un fonometro) si può tracciare la curva di ampiezza in funzione della frequenza del disturbo. Inoltre è naturalmente molto gradito nella maggior parte delle misure, avere una registrazione su carta.

Un altro tipo di registratore, il registratore a nastro, può essere impiegato per conservare un rumore per riprodurlo più tardi allo scopo di analizzarlo in

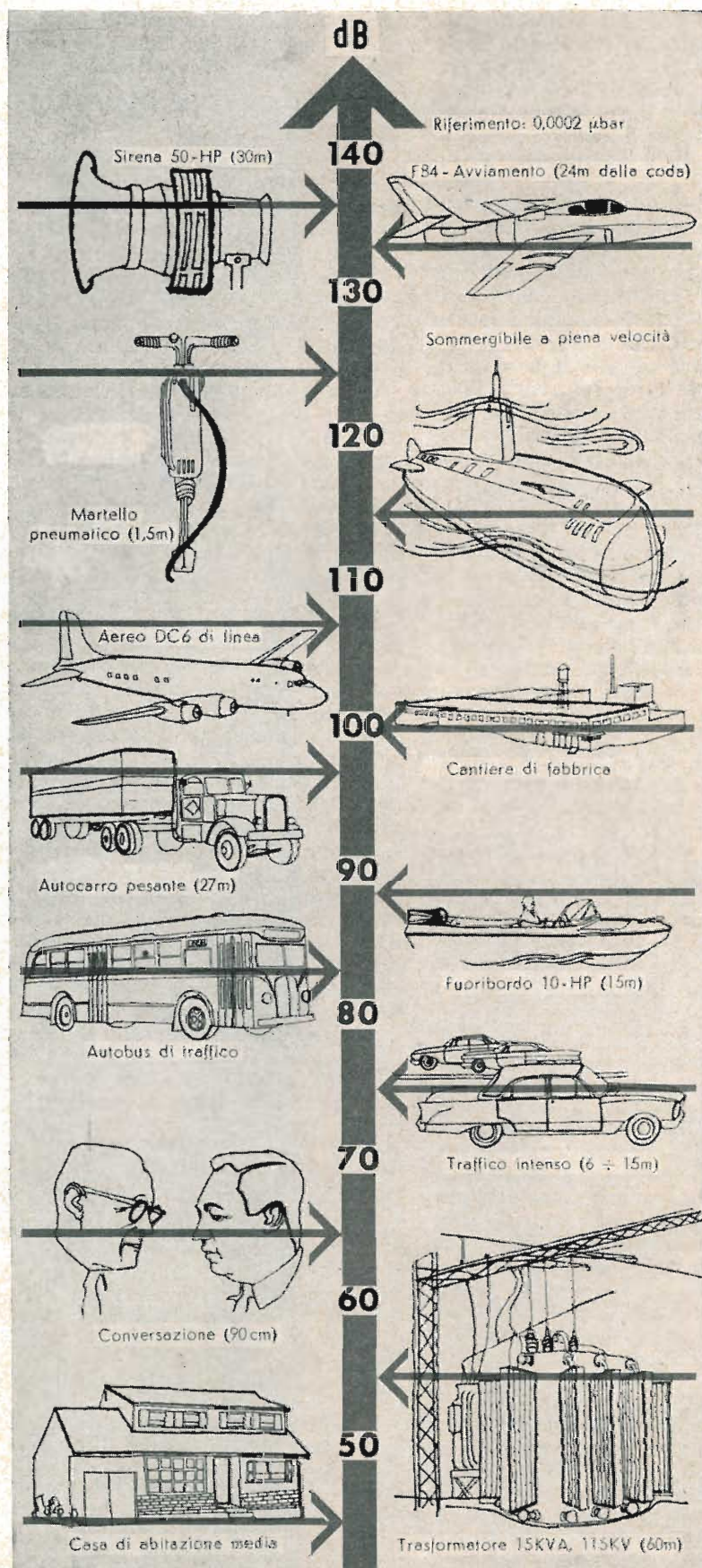



Fig. 3 - Alcuni livelli tipici di rumori. I numeri in parentesi indicano le distanze dalle sorgenti di rumore al fonometro.

laboratorio. Per questo genere di lavoro bisogna usare un registratore magnetico a nastro di alta qualità.

Altri accessori che fanno parte di un laboratorio ben attrezzato per la misura dei rumori, sono i calibratori, sia acustici, sia elettrici, per assicurare la precisione delle misure, i microfoni per scopi speciali (per livelli molto alti di rumore, per esempio), i treppiedi, i cavi di prolungamento, l'oscilloscopio ed un apparato di misura delle vibrazioni.

**8. - MISURA DEL RUMORE**

Talvolta la misura del rumore significa semplicemente avere un misuratore osservatore di suono e che avvisa che il rumore ammonta a tot decibel. Talvolta essa è molto più consistente. Tutto dipende dalla natura del problema e da quanto importi il risolverlo. Qualunque sia la misura, si dovrà usare un fonometro per rilevare il livello del rumore o per alimentare un analizzatore per successive interpretazioni.

Un fonometro è indiscutibilmente facile da usare. Lo accendete, controllate la sua taratura, piazzate il suo microfono nel punto desiderato di misura, commutate su uno dei circuiti di compensazione (A, B, C) e ruotate il bottone dell'attenuatore finchè lo strumento dà un'indicazione sulla scala. Il livello del suono è dato dalla somma della lettura sullo strumento indicatore e della posizione usata della manopola dell'attenuatore. Come vedete, la manovra dei controlli del fonometro è un gioco da ragazzini. Il piazzamento conveniente del microfono, la determinazione degli effetti del rumore di fondo, e la decisione di quale circuito compensatore si debba usare, sono operazioni lievemente più complicate. L'interpretazione dei risultati, l'accertamento della validità e del significato dei dati, sono cose, che sentono la misura della rumorosità un argomento fuori della classe dei dilettanti.

**9. - POSIZIONAMENTO DEL MICROFONO**

La maggior parte dei microfoni usati nelle misure dei rumori è essenzialmente non direzionale alle basse frequenze, ma presenta qualche effetto direzionale alle alte frequenze acustiche, dove le dimensioni del microfono sono paragonabili alla lunghezza d'onda del suono nell'aria. La fig. 4 mostra la risposta di un normale microfono di misura varia in funzione dell'incidenza con cui arriva il suono. Si noti una possibile differenza di 8 dB per incidenza fra 0 e 90° a 8 kHz. Se disponete di un simile microfono, dovrete disporlo a ricevere il suono ad un angolo d'incidenza di 90°, perchè la curva a 90° è la più piatta delle due risposte.

Colui che esegue la misura ha una naturale tendenza a prendere di fronte la sorgente di rumore, e a posizionare il fonometro davanti ad essa, come se dovesse prendere una fotografia del disturbo. Agendo in questo modo lo Sperimentatore distorce la misura. La posizione raccomandata è quella a un lato di una linea che va dalla fonte del rumore al microfono, con l'operatore che si affaccia in direzione perpendicolare al cammino del rumore. Meglio ancora è allontanare *completamente* l'operatore dal microfono e usare un treppiede e un cavo di prolungamento.

Se avete a che fare con un livello di rumore in un solo punto particolare, il quale punto è ovviamente il luogo dove fate almeno uno dei vostri rilevamenti; se dovete valutare l'entità del disturbo nell'interferire con la parola o nel recar danno all'udito, voi dovete disporre il microfono dove si troverebbe normalmente l'orecchio del soggetto (ma col soggetto fuori dell'ambiente per non interferire nell'esecuzione della misura).

Le prescrizioni di prova per la misura del rumore di un apparato specificano i luoghi di misura e il codice americano di prova normalizzato per la misura del rumore di apparecchiature indica gli accorgimenti necessari per esplorare il campo di disturbo prima di decidere la postazione dei microfoni. Una cosa ancora sulla disposizione del microfono: metterlo in moto che non sia investito dal vento. Il vento sul microfono traduce un disturbo di bassa frequenza, che può influenzare seriamente le misure. Un modo di ridurre gli effetti dannosi è l'applicazione di uno schermo per il vento.

**10. - CIRCUITI DI COMPENSAZIONE**

Come detto sopra, qualsiasi veridica misura di rumore deve prendere in considerazione le caratteristiche di risposta in frequenza dell'orecchio umano. Questa è la ragione prima, che spiega la presenza di circuiti di compensazione in tutti i misuratori di livello sonoro, sebbene nessuno oggi considera che i circuiti compensatori agiscono nel senso di trasformare il livello diretto di pressione sonora, nella nozione soggettiva di intensità (sonorità) acustica. Vi sono tre circuiti compensatori prescritti dall'A.S.A., le caratteristiche dei quali sono date in fig. 2. Esperti autorevoli suggeriscono la selezione dei circuiti compensatori sulla base del campo dei livelli da misurare (per es. la compensazione B per livelli da 65 a 75 dB). Alcuni ascrivono l'uso della compensazione *A* al confronto di disturbi di diversi tipi e certi codici per il rilievo della rumorosità specificano il circuito di compensazione da usare in ogni caso. Forse la tattica più accorta è quella di misurare e registrare i livelli su tutte tre i circuiti di compensazione. Per un verso diciamo che le tre figure possono essere utilizzate per costituire una grossolana analisi di frequenza (1). Per l'altro verso è sempre una buona cosa conservare tali dati; non si sa mai, verrà un tempo in cui si potranno utilizzare.

Ora che avete misurato il livello del rumore, che ve ne fate? Ecco: se un codice di prova specifica che il livello pesato *B* deve essere minore di 80 dB e voi lo avete misurato a 85 dB, sapete che la prova è stata male impostata. Oppure potete aver fatto le misure per vedere quando certi livelli di disturbi possono verosimilmente provocare danno all'udito, nel qual caso potete confrontare i vostri ritrovati con i criteri suggeriti (2).

Ma per molte misure di rumori, il solo metro non basta. Troppe cose dipendono dalla distribuzione di frequenza del rumore, e allora l'analizzatore a banda a ottava diviene il secondo arnese in questo affare. L'analizzatore a banda a ottava diviene il livello di disturbo di ciascuna delle otto bande di frequenze specificate dall'ASA Queste bande sono: 20 ÷ 75, 75 ÷ 150, 150 ÷ 300, 300 ÷ 600, 600 ÷ 1200; 1200 ÷ 2400, 2400 ÷ 4800 e 4800 ÷ ÷ 9600Hz. Questi livelli di banda a ottava possono essere usati per valutare il livello di sonorità in phon (3). Pure, prendendo la media dei livelli di rumori in bande di tre ottave (600 ÷ 1200; 1200 ÷ 2400; e 2400 ÷ 4800) vi imbattete nel livello di interferenza del parlato (SIL = Speech Interference Level) (4) del disturbo, che potete confrontare coi criteri pubblicati per determinare l'analisi con bande a ottave offre un altro modo di valutare il rumore, mediante il criterio di rumore (NC = = Noise Criterion) (4) talvolta usato per determinare le proprietà acustiche di uffici, aule scolastiche, auditori ecc. Finalmente, i livelli di bande a ottava possono essere convertiti in caratteristiche di rumore, usate per studiare i livelli di rumorosità nelle zone residenziali.

L'analisi di bande a ottava, come potete vedere, è una parte essenziale della maggioranza degli studi seri sulla rumorosità. La fig. 5 mostra tale analisi di vari rumori in una fabbrica. Viene sempre più in favore l'analizzatore di banda a un terzo di ottava, il quale divide il campo generale delle frequenze in un numero triplo di bande rispetto all'analizzatore di banda a ottava, e in conseguenza fornisce maggior informazione. (ma richiede maggior tempo).

Una misura normale di livello sonoro non è adatta per disturbi impulsivi. Col colpo di incudine, per es., il livello di punta può essere 30 dB sopra la massima lettura che si possa effettuare sul fonometro. Si potrebbe usare un oscilloscopio per rilevare maggiori informazioni, tali come le velocità di salita e di decrescita, ma la tecnica relativa è complicata. Molto più conveniente è l'analizzatore di rumori d'urto, strumento che può misurare il valore di picco, il livello istantaneo e il livello medio nel tempo del rumore.

Le norme per la misura della rumorosità vengono continuamente modificate, man mano che gli scienziati vengono in possesso di nuovi dati. Il miglior modo di apprendere la reazione dell'orecchio umano ai rumori è quello sperimentale, e quanto maggiore è il numero dei soggetti esaminati, tanto più attendibili sono i risultati. Migliorati metodi di prova e materiale documentaristico più vasto, spesso obbligano gli scienziati a rivedere le norme. Per questa ragione e perchè l'idea è una buona pratica scientifica, è importante conservare registrazioni particolareggiate di tutte le misure. Una registrazione completa probabilmente com-

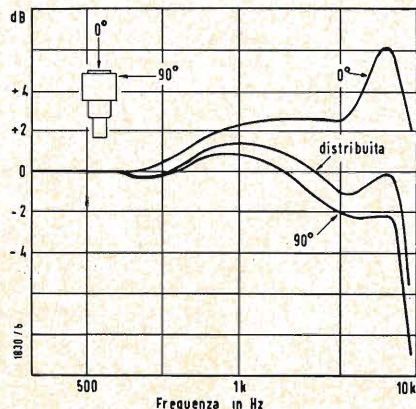



Fig. 4 - Risposta del microfono di misura in funzione dell'angolo di incidenza del suono.

prenderà dati di nessuna importanza in apparenza, ma non si sa mai a che cosa possano portare le norme di domani. Ecco un elenco delle cose che potete registrare:

1. Descrizione del luogo dove sono state fatte le misure (natura e dimensioni del terreno, del pavimento, dei muri e del soffitto; descrizione degli oggetti circostanti e delle persone).
2. Descrizione della fonte del rumore (dimensioni, dati di targa, posizione, tipo di montaggio, condizioni di lavoro).
3. Descrizione delle sorgenti di disturbi secondari (posizioni, tipi, modi di lavoro).
4. Tipi e Numeri di serie di tutti i microfoni e strumenti usati.
5. Posizioni dell'operatore.
6. Posizioni del microfono (direzione di arrivo del suono rispetto all'orientazione del microfono, lunghezza del cavo del microfono).
7. Temperatura dell'ambiente e del microfono.
8. Risultati dei saggi di manutenzione e di taratura.
9. Circuito compensatore e risposta del misuratore.
10. Livelli generali e di banda misurati per ciascuna posizione del microfono.
11. Livelli generali e di banda del rumore di fondo per ciascuna posizione del microfono (ossia con eliminata la sorgente principale del rumore).
12. Correzioni per il cavo e per il microfono (per temperatura e umidità come specificato dal fabbricante).
13. Data e tempo.
14. Nome dell'operatore.

Quante più informazioni utili registrerete, tanto meglio vi troverete nella fase successiva del programma di controllo dei rumori, cioè quando dovete decidere che cosa fare intorno a un rumore che avete esattamente misurato. La tecnica di riduzione dei rumori costituisce un argomento a sé, che va oltre lo scopo di questo articolo. Dopo che avrete disposto un silenziatore sulla macchina, o cambiato motori, o adottato un materiale assorbente acustico, voi desidererete proseguire le misure di rumorosità per assicurarvi dei miglioramenti appostati. Ovviamente, il confronto prima e dopo la cura sarà massimamente significativo se il secondo gruppo di misure sarà stato fatto nelle stesse condizioni nelle quali era stato eseguito il primo gruppo, ecco un'altra ragione per conservare dettagliate registrazioni.

Nella guerra contro i rumori, occorrono accurate misure di pazienza, e la pazienza, e la pazienza è una virtù che troppo spesso sembra andar fuori moda.

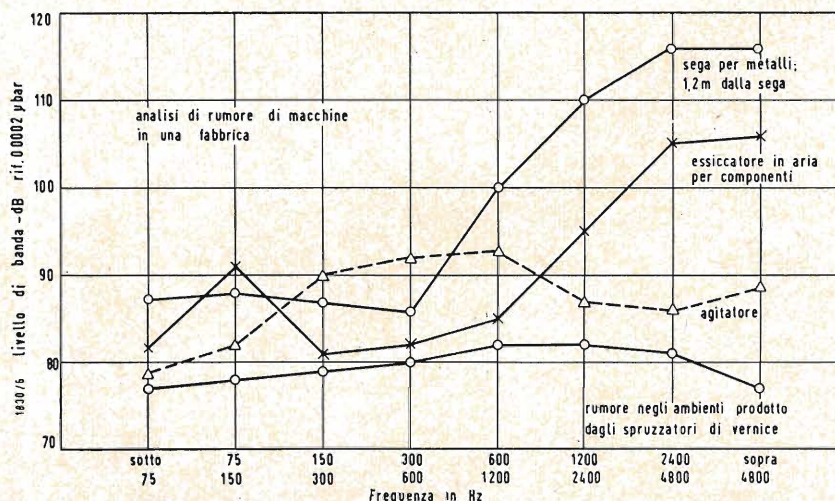



Fig. 5 - Curve che indicano un certo numero di analisi di banda a ottava di rumori comuni in fabbrica.

## 11. - BIBLIOGRAFIA


PETERSON E GROSS *Manuale delle misure di rumore* G.R.C. West Concord, Mass. 4- Edizione, pag. 35.

Si avverte che quanto riguarda la perdita di percezione per rumori indotti, richiede ulteriori informazioni su questo argomento attendibili presso il Sottocomitato del Centro di ricerca per i rumori del comitato per la conservazione dell'udito, ACCADEMIA AMERICANA DI OFTALMOLGIA E OTOLARINGOLOGIA 327 S.Alvarado Sr, Los Angeles 57, California.

STEVENS S.S.: *Calcolo dell'intensità sonora.* Controllo dei rumori. Vol. 3 N° 5, settembre 1957, pag. 11÷22

BERANEK L.L., ed: *Riduzione dei rumori* McGraw Hill Book Co. 1960.

ROSENBLITH W. A. e STEVENS. K. N.: *Manuale del controllo del disturbo acustico* Vol II. *Il rumore e l'uomo.* WADC Rapporto tecnico 52-204. PB 111274. Office of Technical services. Divisione commerciale. Washington 25. D.C. giugno 1953.

# segnalazioni brevetti

CONDENSATORE ELETTROLITICO.
(Tesla Narodni Podnik) (73-IP-645)

MONTAGGIO NORMALIZZATO PER UNITÀ DI RELÉ FORCINA.
(Fab. Apparecchiature Standard) (73-IP-115)

TERMO-RELÈ DI SOVRACCARICO PROVVISTI DI DISPOSITIVI DI COMPENSAZIONE DELLA TEMPERATURA AMBIENTE.
(Westinghouse El. Corp.) (73-IP-325)

METODO PER PREPARARE UNA SOSPENSIONE DI MATERIALI LUMINESCENTI.
(General Eletric Co.) (74-IP-595)

PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI ASSORBITORI CONTENENTI TORIO PER TUBI A SCARICA ELETTRICA ASSORBITORI FABBRICATI MEDIANTE TALE PROCEDIMENTO E TUBI A SCARICA ELETTRICA OTTENUTI CON TALI ASSORBITORI.
(N. V. Philips Gloeilampenfabriken) (74-IP-075)

SISTEMA DI DEVIAZIONE MAGNETICA PER TUBI A RAGGI CATODICI.
(Standard Elektrik Lorenz A.G.) (74-IP-705)

PERFEZIONAMENTI AI SOPPORTI PER LAMPADE ELETTRICHE.
(Carr Fastener Co.) (74-IP-625)

APPARECCHIO PER IL TRATTAMENTO DI CORPI SEMICONDUTTORI CON GAS SPECIALMENTE PER LA DIFFUSIONE DI GAS IN ESSI.
(Philco Corp.) (74-IP-735)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE DISPOSITIVI ELETTRICI SEMICONDUTTORI INCORPORANDO, CON FORMAZIONE DI LEGA, UNO O PIÙ ELETTRODI METALLICI IN UN CORPO SEMICONDUTTORE MONOCRISTALLINO E DISPOSITIVO PER REALIZZARE TALE PROCEDIMENTO.
(Siemens Schuckertwerke A.G.) (74-IP-005)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE MONOCRISTALLI PER DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI QUALI RADDRIZZATORI TRANSITORI FOTODIODI E SIMILARI.
(Siemens Schuckertwerke A.G.) (74-IP-075)

DISPOSITIVO ELETTRONICO A TRANSISTOR FUNZIONANTE QUALE CELLULA FOTOELETTRICA.
(Verdoia Tullia ecc.) (74-IP-625)

METODO DI RAFFREDDAMENTO CONTINUO PER ZONE IMPIEGANTI UN FLUSSO INCROCIATO PER RIDISTRIBUIRE GLI INGREDIENTI DI UN MATERIALE FUSIBILE.
(Western Electric Corp.) (75-IP-595)

DISPOSITIVO DI RIPARTIZIONE DI CORRENTE PER CIRCUITI ELETTRICI FUNZIONATI IN PARALLELO.
(Co. Gen. d'Electricité) (75-IP-375)

DISPOSITIVO ELETTROMAGNETICO PER LA TRASFORMAZIONE DI INTERRUTTORI ELETTRICI IN SOCCORRITORI ELETTROMAGNETICI.
(Borio Mario) (75-IP-305)

INTERRUTTORE COMMUTATORE ELETTRICO A SCATTO CON LEVA OSCILLANTE DI COMANDO AZIONANTE UN TAMBURO PORTA CONTATTI MOBILI.
(Cigala e Bertinetti) (75-IP-075)

PERFEZIONAMENTI NEI DISINSERITORI AUTOMATICI.
(Co. Continentale pour la Fabrication des Compteurs et Autres Appareils) (75-IP-405)

ORGANO A PIÙ CONTATTI DI UN CONTATTORE ELETTRICO ROTATIVO E METODO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
(Comptometer Corp.) (75-IP-245)

ELEMENTO DI APPOGGIO DI CONTATTO ELETTRICO E METODO PER FABBRICARLO.
(Engelhard Industries Inc.) (75-IP-085)

INTERRUTTORE ELETTRICO DI PROTEZIONE.
(Bush Jaeger Durener Metallwerke) (47-IH-059)

DISPOSITIVO DI SICUREZZA NEGLI APPARECCHI DISGIUNTORI ELETTRICI A COMANDO IDRAULICO ATTO A MANTENERE A LIVELLO COSTANTE DI SICUREZZA L'OLIO ENTRO ALLE CANALIZZAZIONI DI COMANDO DELL'APPARECCHIO DISGIUNTORE.
(Co. Gen. d'Electricité) (47-IH-539)

DISPOSITIVO PNEUMATICO DI SICUREZZA PER EFFETTUARE IL COMANDO E L'ALIMENTAZIONE DELLE CAMERE DI APPARECCHI DISGIUNTORI ELETTRICI AD ARIA COMPRESSA.
(Co. Gen. d'Electricité) (47-IH-549)

PROCEDIMENTO PER LA PREPARAZIONE DI FORME SALDABILI IN ARGENTO OSSIDO DI CADMIO PER LA FABBRICAZIONE DI CONTATTI.
(Deutsche Gold und Silber Scheideanstalt) (47-IH-829)

INSERITORI A PRESSIONE DI LIQUIDI PER LA CHIUSURA DI CIRCUITI ELETTRICI.
(Pal Narodni Podnik) (47-IH-779)

INSERITORE CICLICO IN CUI L'ORGANO MOTORE È COSTITUITO DA UN VIBRATORE.
(Riboldi Severino) (47-IH-109)

INTERRUTTORE A GAS COMPRESSO PER CIRCUITI ELETTRICI.
(Westinghouse Electric) (47-IH-199)

DISPOSITIVO DI PROTEZIONE PER CIRCUITI ELETTRICI.
(Schiffer Giuseppe) (48-IH-839)

PROCEDIMENTO E DISPOSITIVI PER IL COLLEGAMENTO DI DUE CAVI CONDUTTORI ELETTRICI DISPOSTI UNO VICINO ALL'ALTRO.
(Bayerische Schrauben und Federn Fabriken Richard Bergner) (48-IH-599)

SCATOLA DI DERIVAZIONE PER CAVI ELETTRICI A PERFETTA TENUTA D'ACQUA.
(Bonfili Tullio) (48-IH-279)

PRESA MULTIPLA CON VALVOLA.
(Cassano Arturo) (48-IH-809)

MEMBRANA ELASTICA APPLICATA ALLE SEDI DELLE PRESE DI CORRENTE CONFORMATA IN MODO DA ESSERE ATTA AD IMPEDIRE POSSIBILI FORMAZIONI DI CORTI CIRCUITI DOVUTI A CONTATTI ESTERNI.
(Coccon Mario) (48-IH-419)

PRESA DI CORRENTE COMPORTANTE UN INTERRUTTORE.
(Etablissements Gerard Mang) (48-IH-249)

COLLEGAMENTO ELETTRICO A SPINA.
(Feller Adolfo Soc. an.) (48-IH-609)

BOBINA ELETTRICA ISOLATA E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
(Allmanna Svenska Elektriska A.G.) (48-IH-929)

PERFEZIONAMENTO NEI PORTA-SPAZZOLE PER MACCHINE DINAMO ELETTRICHE.
(English Electric Co.) (48-IH-149)

PORTA SPAZZOLA PER MACCHINE ELETTRICHE.
(Schunk und Ebe G.m.b.O.) (48-IH-059)

PROCEDIMENTO PER MIGLIORARE LE QUALITÀ DI ATTRITO DELLE SPAZZOLE DI CARBONE.
(Soc. la Carbone Lorraine) (48-IH-559)

PROCEDIMENTI METALLICI SU ARTICOLI DI CARBONE.
(La stessa) (48-IH-829)

GIUNTO A FRIZIONE ELETTROMAGNETICO SENZA ANELLI DI GUIDA.
(Zahnradfabrik Friedrischhafen A.G.) (48-IH-989)

CHIUSURA DEL CONTENUTO D'OLIO DI APPARECCHI ELETTRICI PARTICOLARMENTE DI TRASFORMATORI.
(Elin A.G. fur Elektrische Industrie) (49-IH-809)

BOBINA D'INDUTTANZA A NUCLEO MAGNETICO COMPOSTO PARTICOLARMENTE PER L'IMPIEGO CON RADDRIZZATORI DI CORRENTE MONO O POLIFASI.
(Off. Subalpine Apparecchiature Elettriche O.S.A.E. Soc. p. a.) (49-IH-209)

GENERATORE SINCRONO AUTOECCITATO.
(Allmanna Svenska Elektriska Aktieng.) (49-IH-019)

PROCEDIMENTO TECNICO PER PRODURRE ENERGIA TERMICA DI ALTO GRADO E TRADURLA DIRETTAMENTE IN ENERGIA ELETTRICA A SCOPO INDUSTRIALE.
(Falla Caravino Ernesto Ezio) (49-IH-469)

PERFEZIONAMENTO NEI SISTEMI DI ALIMENTAZIONE DI CORRENTE ELETTRICA PARTICOLARMENTE PER MOTORI SINCRONI POLIFASI.
(English Electric Co.) (49-IH-389)

CIRCUITO DI RITARDO PER TUBI A PROPAGAZIONE D'ONDA DI GRANDE POTENZA.
(Co. Gen. de Telegraphie Sans Fil) (49-IH-539)

DISPOSITIVO DI REGOLAZIONE O DI COMANDO DELLA FREQUENZA.
(Radio; Corp.) (49-IH-239)

DISPOSITIVO DI AVVIAMENTO E FUNZIONAMENTO PER LA PARTE DI RETE DI UN TRASMETTITORE A TUBI.
(Miwag Mikrowellen A. G.) (49-IH-269)

PERFEZIONAMENTO DELLE STRUTTURE DI ANTENNE MAGNETICHE PARTICOLARMENTE PER L'APPLICAZIONE SU AEREI.
(Lear Incorp.) (49-IH-759)

CONTROVENTATURE PER PALI DI ANTENNE AUTOIRRADIANTI.
(Siemens und Halske A.G.) (50-IH-519)

DISPOSITIVO APPLICABILE SUGLI APPARECCHI RADIO PER OTTENERE LA FUSIONE ARMONICA DEI VARI SUONI MUSICALI.
(Truffa Cesare) (50-IH-039)

EROGATORE D'INCHIOSTRO PER DISPOSITIVI PER INCHIOSTRARE I NASTRI INCHIOSTRATI NELLE MACCHINE PER SCRIVERE TELESCRIVENTI E SIMILARI E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
(Knight John P.) (50-IH-909)

TELESCRIVENTE SU QUADRO.
(Russo Alfredo) (50-IH-599)

PERFEZIONAMENTO AI RICEVITORI TELEFONICI
(Cerato Giuseppe) (50-IH-099)

COMMUTATORE PER MICROTELEFONO.
(Fabb. apparecchiature per comunicazioni elet. Standard Soc.) (50-IH-019)

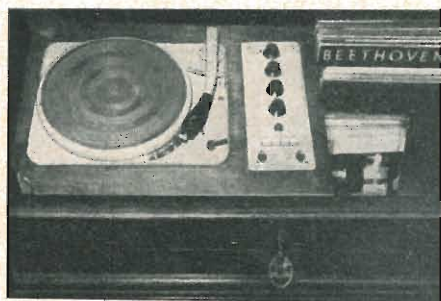
COMBINATORE TELEFONICO AUTOMATICO A NUMERI PREDISPOSTI.
(Falaschi Perseo) (50-IH-419)

PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI CAVI TELEFONICI INTERURBANI CONTENENTI BICOPPIE DIESELHORST-MARTIN CON CONDUTTORI ISOLATI IN MATERIA PLASTICA E PRODOTTI COSI OTTENUTI.
(Pirelli S.p.A.) (50-IH-559)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER DISPOSITIVI DI ACCOPPIAMENTO PER L'INTERCONNESSIONE DI SINGOLI ORGANI CON APPARECCHIATURE CENTRALIZZATE IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(Siemens und Halske A.G.) (50-IH-149)

dott. ing. Giuseppe Baldan

# Su un preamplificatore stereofonico*

*Per accingersi alla costruzione di un preamplificatore è indispensabile avere una certa esperienza, perchè solo così si potrà contare su una buona riuscita e su un minimo costo, perchè contrariamente a quanto si pensa, è possibile conciliare l'alta fedeltà con la limitazione dei mezzi.*

La STEREOFONIA, che finora è stata privilegio di pochi, ha tutta l'intenzione di diventare il « best seller » nel campo della riproduzione sonora. Le ragioni di questo sviluppo sono due: da una parte gli sforzi effettuati dai costruttori degli apparecchi e dall'altra i progressi realizzati in questi ultimi tempi nella tecnica di registrazione. Non ci si deve quindi meravigliare se vanno rapidamente aumentando gli amatori dell'alta fedeltà che si rivolgono verso questa nuova tecnica.
Per sfortuna molti esitano ancora di fronte all'ampiezza dei mezzi da mettere in opera, perchè non è affatto sufficiente raddoppiare semplicemente gli elementi che costituiscono una catena di ascolto monofonica. È infatti assolutamente indispensabile, per esempio, studiare il preamplificatore appositamente per la stereofonia. Ed è proprio quì che cominciano le prime difficoltà per il dilettante che si pone all'opera: si tratta di difficoltà di ordine tecnico ma anche di ordine meccanico.
È quindi indispensabile avere una certa esperienza in questo campo, perchè solo così si potrà contare su una buona riuscita e su un costo minimo, perchè, contrariamente a quanto si pensa, è possibile conciliare l'alta fedeltà con la limitazione dei mezzi finaniari. Del resto è con questo spirito che è stato concepito il complesso descritto quì di seguito.

## 1. - DESCRIZIONE E CARATTERISTICHE GENERALI

Poichè il preamplificatore è equipaggiato con due canali perfettamente identici, esso può essere utilizzato anche in monofonia per la riproduzione dei dischi normali, senza richiedere una modifica dello schema.
Ciascun canale comporta quattro entrate commutabili per mezzo di una tastiera a pressione che permette anche l'accensione dell'apparecchio, una di queste entrate è preceduta da uno stadio correttore della caratteristica di registrazione secondo lo standard R.I.A.A.
Le regolazioni del volume sono accoppiate, come pure i comandi di regolazioni degli alti e dei bassi, che hanno però la particolarità di essere realizzati per mezzo di contattori a scatti.
Le varie uscite sono tutte con stadio a carico catodico. L'alimentazione è derivata dagli amplificatori di potenza.
Il complesso è montato su un telaio metallico destinato ad essere inserito in un mobile.
Tre tubi della serie Noval (un EF86 e due 12AX7) servono per l'equipaggiamento di ciascuno dei due canali, e grazie ad una loro razionale utilizzazione è possibile realizzare un ottimo compromesso qualità-prezzo; a prova di ciò possiamo mostrare le caratteristiche effettive misurate sul prototipo e riportate nelle tabelle delle figg. 1, 2, 3, 4.

## 2. - LO STADIO DI ENTRATA

Se il nostro apparecchio fosse stato realizzato qualche anno fa, è certo che avremmo ideato diversi circuiti di compensazione per tener conto delle varie caratteristiche di registrazione dei dischi. Per fortuna ora la situazione si è notevolmente chiarita e si è raggiunto un accordo sulla curva della Record Industry Associations of America (R.I.A.A.). È bene precisare che questa curva costituisce una media di quelle delle tre « grandi »: R.C.A. A.E.S. e Columbia, delle quali essa si discosta al massimo di 3 dB.
In tali condizioni, e tenuto conto del fatto che le teste di lettura delle quali abbiamo previsto l'impiego sono a bassa impedenza e a caratteristica lineare (General Electric, Goldring, Pierre Clément) si è ritenuto sufficiente impiegare un solo circuito di compensazione.
Ma, dirà qualche nostro lettore, e dove mettiamo i 78 giri? Certamente ce ne sono ancora e questo fatto dovrebbe essere sufficiente per giustificare il secondo circuito di compensazione. Dato però il carattere occasionale dell'ascolto di tali dischi, abbiamo preferito op-

(*) di Ch. Dartevelle; tradotto da *Toute la radio*, novembre 1961, pag. 409.

| | Entrata P.U. | Altre entrate (FM - MAGNET - EXT) |
|---|---|---|
| Sensibilità | 6 mV | 150 mV |
| Rapporto segnale/dist. | 68 dB | 80 dB |
| Risposta | vedi fig. 6 | ± 0,5 dB da 20 Hz a 20 kHz |

Fig. 1 - Amplificazione a 1000 Hz e rapporto segnale/disturbo per una tensione di uscita di 0,8 V efficaci.

| | 30 Hz | 1000 Hz | 10000 Hz |
|---|---|---|---|
| Entrata P.U. | 0,2 % | 0,15% | 0,1% |
| Altre entrate | 0,13% | 0,1 % | <0,1% |

Fig. 2 - Tasso di distorsione armonica per le diverse entrate.

| Correttore | Frequenza | Massimo | Minimo |
|---|---|---|---|
| Bassi | 20 Hz | + 10 dB | — 18 dB |
| Alti | 20 kHz | + 18,5 dB | — 19,5 dB |

Fig. 3 - Limiti di azione dei correttori di tono.

| Uscite | Amplificatore | Registratore |
|---|---|---|
| Impedenza | 500 Ω circa | 500 Ω circa |
| Livello medio | 500 mV Regolabile | 500 mV Non regolabile |

Fig. 4 - Caratteristiche delle uscite a carico catodico.

tare per la semplicità ed accontentarci della sola curva R.I.A.A., certi di potere ricostruire con piccoli ritocchi del correttore di tono i piccoli scarti della curva dei vecchi dischi a 78 giri/min. In tal modo abbiamo potuto eliminare dal circuito di entrata, i collegamenti troppo lunghi che avrebbero influenzato in modo sfavorevole il rapporto segnale/disturbo del circuito.

Le scelte possibili per quanto riguarda la realizzazione del nostro circuito di compensazione erano due: quella del circuito passivo e quella del circuito a controreazione selettiva.

A merito del primo si può ricordare la facilità di realizzazione ed una buona precisione e stabilità; il secondo si distingue invece per la sua elasticità, la sua facilità di adattamento e sopratutto per la sua bassa distorsione. È quest'ultimo punto che ci ha fatto decidere per il circuito a controreazione selettiva. A questo proposito c'è stato utile l'interessante studio di R. Geffré, riportato nel n° 243 di Toute la Radio, dal quale abbiamo ripreso le soluzioni alle quali era giunto l'autore. Infatti il circuito di controreazione selettiva montato fra placca e griglia di $V_1$ (EF86 della fig. 5) è assolutamente conforme a quello descritto nell'articolo citato.

Osservando la fig. 6 si può notare la stretta corrispondenza fra la curva del circuito correttore e quella dello standard R.I.A.A.; la differenza non supera gli 0,5 dB da 50 a 15000 Hz.

Al di sotto dei 40 Hz la differenza aumenta ed arriva a 5,5 dB a 20 Hz. Precisiamo tuttavia che questa perdita di amplificazione, ottenuta scegliendo opportunamente gli elementi del circuito di controreazione selettiva, ha lo scopo di minimizzare il rombo dovuto alle vibrazioni del giradischi, alle quali sono molto sensibili le teste di lettura stereofoniche.

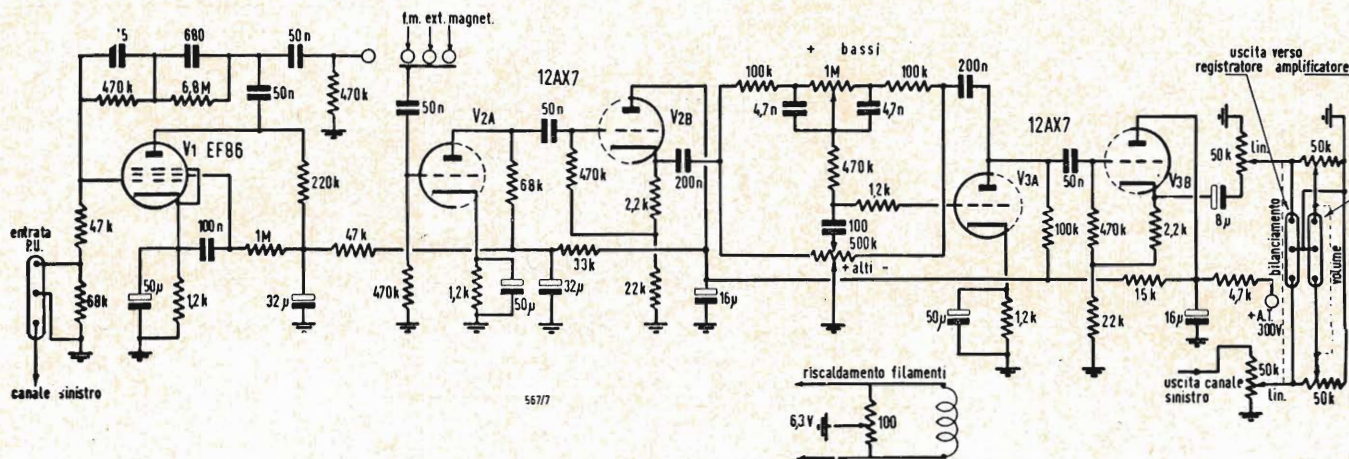



Fig. 5 - Costruito in base a circuiti sperimentati, il preamplificatore stereofonico comporta due canali identici realizzati secondo questo schema. Lo stadio di entrata, equipaggiato con un tubo EF86, permette l'equalizzazione della curva di registrazione secondo lo schema R.I.A.A. Un selettore a tasti permette la scelta fra diverse sorgenti di modulazione e l'entrata nella prima metà di un tubo 12AX7. La seconda metà di questo tubo, montata con carico catodico, alimenta con il massimo rendimento un circuito classico correttore di Baxandall la cui parte attiva è costituita da una metà di un 12AX7. Uno stadio catodina di uscita completa l'apparecchio e permette di prelevare i segnali destinati all'amplificatore di potenza da una sorgente a bassa impedenza. Si noti la presenza di un comando di bilanciamento dei due canali e la presa per l'attacco di un registratore magnetico, posti prima del comando manuale del volume. L'alimentazione deve essere prelevata dagli amplificatori di potenza.

Fig. 6 - Curve di compensazione secondo lo standard R.I.A.A. e del circuito correttore. Si noterà che da 50 Hz a 15 kHz la differenza fra le due curve non supera mai 0,5 dB. Al di sotto di 40 Hz l'amplificazione cessa di crescere e poi diminuisce molto rapidamente fino a raggiungere uno scarto di 5,5 dB a 20 Hz. Questa perdita di amplificazione, ottenuta volutamente con una scelta opportuna degli elementi del circuito di controreazione ha lo scopo di minimizzare i rombi di origine meccanica dovuti alle vibrazioni del giradischi.

## 3. - COMMUTAZIONI E ALIMENTAZIONE

Il secondo stadio è costituito dalla metà di un doppio triodo 12AX7 ($V_{2a}$), leggermente caricato con una resistenza di 68 kΩ.

Si noterà che la scelta delle diverse sorgenti di modulazione viene effettuata a livello di questo stadio. Con l'azionamento di un commutatore a tastiera è infatti possibile scegliere le seguenti quattro entrate:

P.U. (pick-up);
MAG. (magnetofono);
EXT. (sorgente esterna);
F.M. (modulazione di frequenza).

Le entrate vengono naturalmente commutate contemporaneamente per ambedue i canali, almeno per il funzionamento in stereofonia. Per il funzionamento in monofonia la soluzione adottata è delle più semplici: essa consiste nel sostituire la parte « maschio » di uno qualunque dei commutatori con una parte « maschio » identica, ma cablata in modo da collegare in parallelo i due canali dell'apparecchio, la modulazione viene allora inviata contemporaneamente, attraverso il preamplificatore, agli amplificatori di potenza.

La messa in tensione dell'apparecchio avviene contemporaneamente alla scelta della sorgente di modulazione in quanto ciascun tasto comanda anche la chiusura dell'interruttore generale. Notate anche il contatto supplementare del tasto « FM » che serve per l'accensione del « Tuner ».

Un cavo a più conduttori collega il preamplificatore allo chassis di alimentazione generale sul quale deve essere stata prevista una presa octal: si ha infatti una unica alimentazione per il preamplificatore e per i due amplificatori di potenza. Il collegamento è effettuato nel modo seguente:

Piedini 1 e 2: riscaldamento filamenti.

Piedino 3: + AT (250-300 V).

Piedini 5 e 7: interruttore (di rete).
Piedino 6: comune.

## 4. - IL CORRETTORE DI TONO

Fra tutti i circuiti correttori di tono quello che gode maggior popolarità è sicuramente il circuito di Baxandall; è per questo che lo abbiamo adottato anche noi.

Per ottenere i migliori risultati è però bene alimentarlo con bassa impedenza; è per questo che abbiamo montato in carico catodico la seconda metà del tubo $V_2$ (12AX7). Però anche con questa avvertenza il circuito presenta un difetto comune a tutti i circuiti del genere: la difficoltà di individuare il punto di zero, cioè il punto di risposta lineare. Ma poichè i potenziometri classici sono stati sostituiti da contattori a scatti, equipaggiati con resistenze di precisione, il difetto non sussiste più; infatti non solo è possibile ritrovare lo zero ma anche le altre curve di correzione. Se a ciò aggiungiamo la scomparsa dei gracchiamenti, dovuti di solito ai potenziometri, si può meglio comprendere il motivo della nostra scelta.

Rimane però ancora aperta la questione delle posizioni del contattore, a tale proposito solo l'audizione può costituire una soluzione pratica; infatti solo dopo numerose prove abbiamo potuto fissare il numero degli scatti e i valori delle resistenze che intervengono nella composizione del correttore.

È naturalmente possibile scegliere anche altre soluzioni più conformi ai risultati desiderati di volta in volta. Le curve della fig. 8*a* illustrano, meglio di qualsiasi discorso i risultati da noi raggiunti.

Infine, per chi esita ancora nell'adozione di tale sistema, precisiamo che esso è il solo che permetta, nel campo della stereofonia, di ottenere una identità di correzione nei due canali, identità che dipende in definitiva dalla precisione delle resistenze utilizzate, essa è quindi molto superiore a quella che si potrebbe ottenere con due potenziometri normali accoppiati meccanicamente.

Fig. 7 - Particolari del cablaggio del selettore a tasti. La pressione di uno qualsiasi dei tasti non solo permette la scelta della sorgente di modulazione desiderata ma assicura anche la messa in tensione di tutta la catena di riproduzione.

## 5. - IL BILANCIAMENTO

Poichè i due canali sono realizzati con elementi identici, dovrebbero avere la stessa amplificazione. In pratica non è mai così, se non altro per la dispersione delle caratteristiche dei tubi e degli altri elementi. Esistono quindi delle leggere differenze che occorre compensare: questo è il compito del comando di bilanciamento o equilibratura.

Un tale comando permette infatti di aumentare l'amplificazione di un canale e di diminuire quella dell'altro, lasciando invariato il livello medio dell'audizione.

La soluzione da noi adottata è una delle più semplici: essa consiste in un potenziometro doppio lineare le cui piste sono collegate in parallelo sugli stadi a carico catodico di uscita ($V_{3b}$). I collegamenti sono naturalmente incrociati in modo da passare da zero al massimo e viceversa in ciascuno dei due canali. Tale sistema può essere interessante nel caso dell'utilizzazione della catena in monofonia perchè si può così mandare, a propria scelta, tutta la modulazione su l'uno o sull'altro amplificatore di potenza.

I comandi di volume a bassa impedenza, fanno seguito alla regolazione dell'equilibrio dei canali; questa volta le variazioni avvengono nello stesso senso. sempre con potenziometri accoppiati.

## 6. - LE USCITE

A tal proposito basta dire poche cose; le uscite sono a bassa impedenza e permettono il collegamento di un cavo schermato di grande lunghezza; con i valori scelti l'impedenza di uscita vale circa 500 Ω, quindi un cavo di 100 m ed una capacità di 100 pF/m provoca una attenuazione di appena 3 dB a 20 kHz.

Bisogna però distinguere se si tratta di

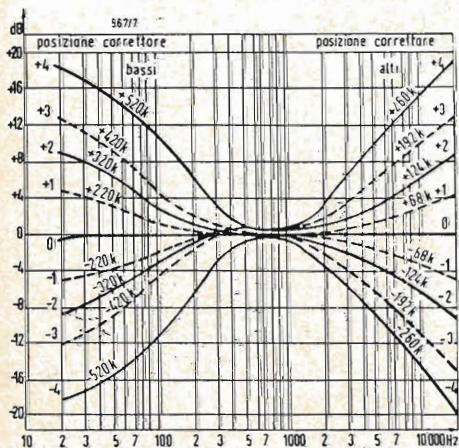



Fig. 8*a* - Risposta dei correttori di tono in funzione delle diverse posizioni dei contattori.

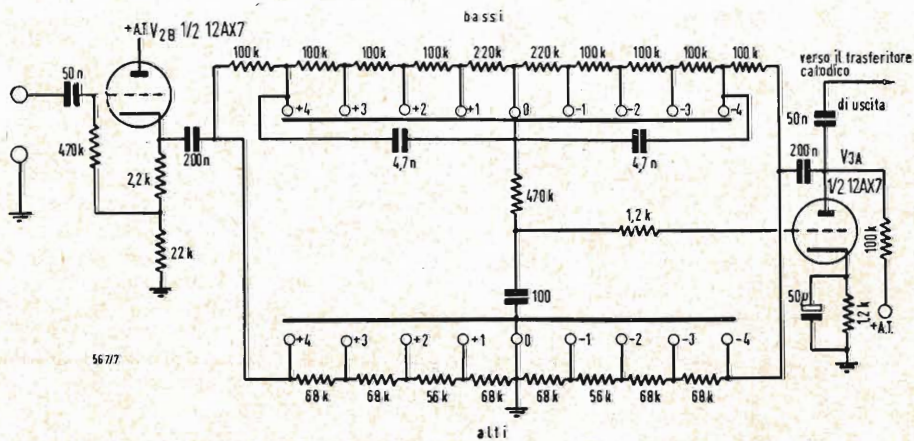



Fig. 8*b* - Schema pratico di realizzazione dei correttori di tono. Le resistenze sono del tipo a strato ed hanno una precisione dell'1 %. I comandi di tono dei due canali sono accoppiati.

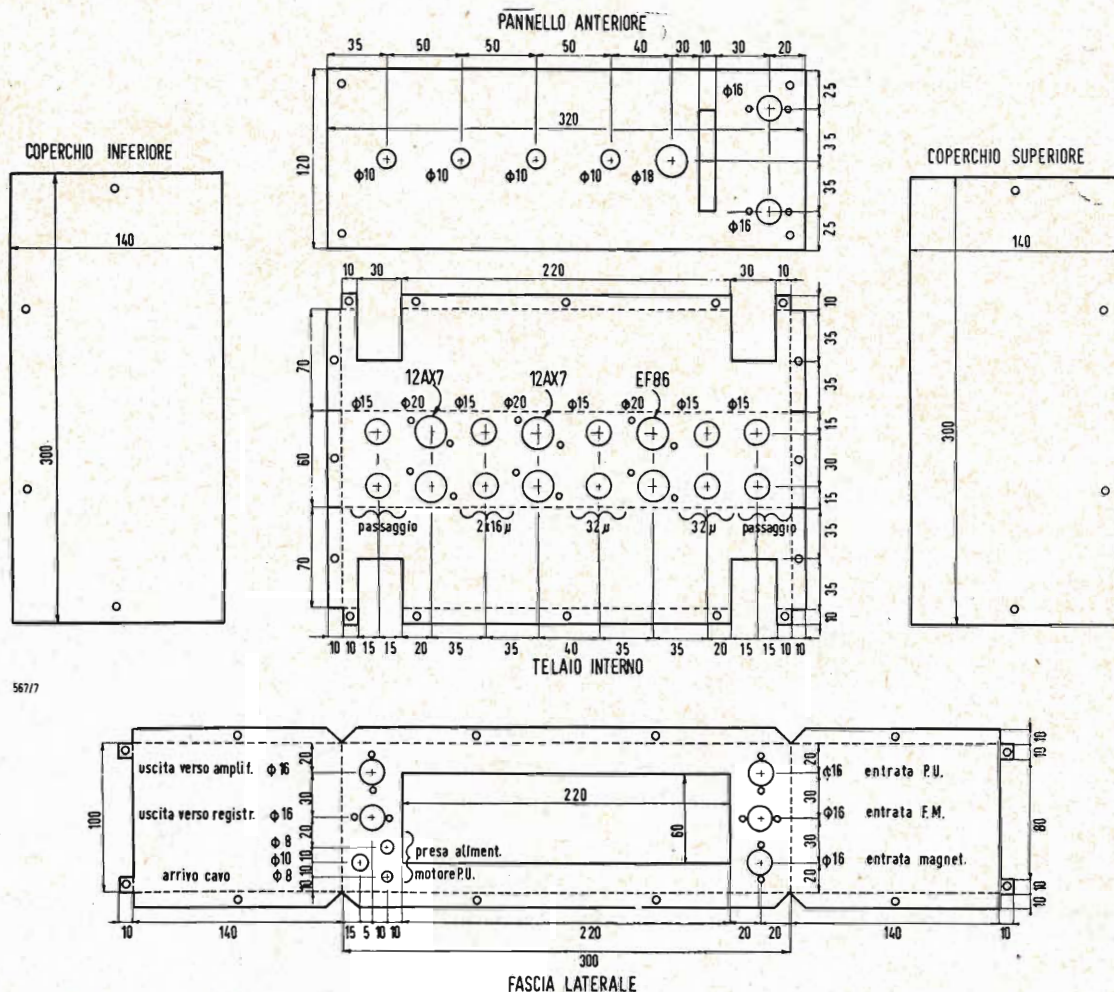



Fig. 9 - Schema per il taglio e la foratura delle lamiere che servono per il montaggio del preamplificatore in scala 1/4.

uscita « Registratore » o « Amplificatore ». La prima permette infatti di disporre di un segnale a livello costante, mentre la seconda fornisce un segnale regolabile mediante il comando di volume.

## 7. - COSTRUZIONE MECCANICA

È doveroso riconoscere che la realizzazione meccanica di un circuito montato da un elettrotecnico lascia molto spesso a desiderare; si nota allora un notevole squilibrio fra la presentazione e le caratteristiche, di solito ammirabili, di un apparecchio.
Se per un amplificatore, di solito sottratto agli sguardi indiscreti, il problema perde molto della sua importanza, lo stesso non si può dire per il preamplificatore i cui comandi devono necessariamente stare alla luce del sole. Quanti scontri accesi abbiamo visto nascere fra il tecnico e la padrona di casa, sia pure conquistata alla causa dell'alta fedeltà, ma fermamente ostile all'aspetto antiestetico di un apparecchio ingombrato di comandi e di fili. Per fortuna il problema è più facilmente risolubile di quello dell'installazione di un « baffle » di grandi dimensioni e con un po' di pazienza è possibile conciliare perfettamente la tecnica con l'estetica; e ci proponiamo di dimostrarlo con l'esempio che segue. Precisiamo che si tratta di una sola soluzione, fra le molte possibili, alla quale potranno ispirarsi i lettori nelle loro realizzazioni personali.

Una realizzazione meccanica di classe dovrebbe obbedire ai seguenti requisiti: estetica perfetta, ingombro ridotto, accessibilità meccanica ed elettrica, disposizione razionale dei comandi. Queste varie esigenze ci hanno portato a studiare una realizzazione poco corrente del preamplificatore e dei suoi vari organi di comando, come si può vedere nella fotografia riportata all'inizio dell'articolo.

Poichè si tratta di un preamplificatore doppio si devono osservare tutte le precauzioni per garantire l'assoluta simmetria di tutti gli elementi; ciò può essere ottenuto solo con uno studio razionale dello chassis dell'apparecchio, del quale occorrerà sfruttare le varie pieghe per assicurare, non solo la schermatura fra i due canali, ma anche la protezione meccanica ed elettrica dei tubi ai quali deve essere possibile accedere facilmente dall'esterno.

Le fig. 9 e 10 illustrano chiaramente il sistema da seguire per quanto riguarda sia la tracciatura sia il montaggio delle varie parti costituenti il telaio metallico. La fig. 11 precisa inoltre, con varie viste, il montaggio degli elementi più importanti del circuito; non c'è spazio, inutilizzato ed il complesso è molto compatto, anche se perfettamente areato. Potrà quindi essere facilmente montato in un mobile che nasconderà i vari cavi di alimentazione e di modulazione agli sguardi dei non tecnici.

Precisiamo inoltre che tutte le lamiere sono in acciaio da 1 mm ad eccezione del pannello anteriore che è in alluminio da 3 mm di spessore.

## 8. - REALIZZAZIONE E MESSA A PUNTO

Dopo il taglio, la piegatura, la foratura ed eventualmente la cadmiatura delle lamiere, si procederà all'assemblaggio delle varie parti dello chassis che si effettuerà mediante viti Parker.

Da notare il cablaggio particolare delle resistenze del correttore di tonalità, montate fra due piastrine, una delle quali serve solo come supporto passivo.

Il pannello anteriore porterà diversi commutatori e comandi, precedentemente cablati, e sarà montato solo alla fine, dopo il cablaggio degli zoccoli dei tubi e delle plachette relè poste ai due lati dello chassis interno.

Grazie alla disposizione molto ben studiata degli elementi non è necessario alcun collegamento schermato, e ciò semplifica molto il lavoro.

Per ogni stadio si avrà un solo punto di massa e ad esso dovranno essere portati tutti i collegamenti interessati.

Le entrate e le uscite vengono realizzate mediante innesti miniatura speciali, a tre o cinque elettrodi secondo i casi, che permettono di realizzare automaticamente i collegamenti voluti sia in monofonia sia in stereofonia.

Precisiamo che, per minimizzare i rischi della diafonia fra i due canali, i cavi di collegamento delle due vie devono essere schermati separatamente, anche se riuniti in un unico fascio.

Tutti gli elementi sono di alta qualità: resistenze a strato, condensatori in carta metallizzata, supporti per i tubi secondo le norme JAN, ecc.

L'alimentazione dei filamenti è a punto centrale regolabile in modo da ridurre al minimo il rombo a 50 Hz. Una serie di disaccoppiamenti energici assicura una protezione assolutamente perfetta contro qualsiasi « motorboating » intempestivo.

Per la messa a punto è necessario disporre di un generatore sinusoidale a bassa frequenza e di un voltmetro a tubi.

Dopo avere controllato il cablaggio e le varie tensioni si inizierà con il verificare la curva di risposta globale del preamplificatore iniettando il segnale di misura nell'entrata « EXT », dopo avere portato a zero i regolatori di tono ed avere premuto il tasto « EXT ».

Si verificherà in seguito l'efficacia dei correttori di tono nelle varie posizioni da 20 Hz a 20 kHz.

In seguito si passerà al controllo della curva del circuito di compensazione di incisione, dopo avere riportato a zero i comandi dei correttori di tono e premuto il tasto « P.U. ».

In ogni caso non si dovrebbe trovare una differenza superiore a ± 0,5 dB rispetto ai dati pubblicati nelle figg. 6 e 8.

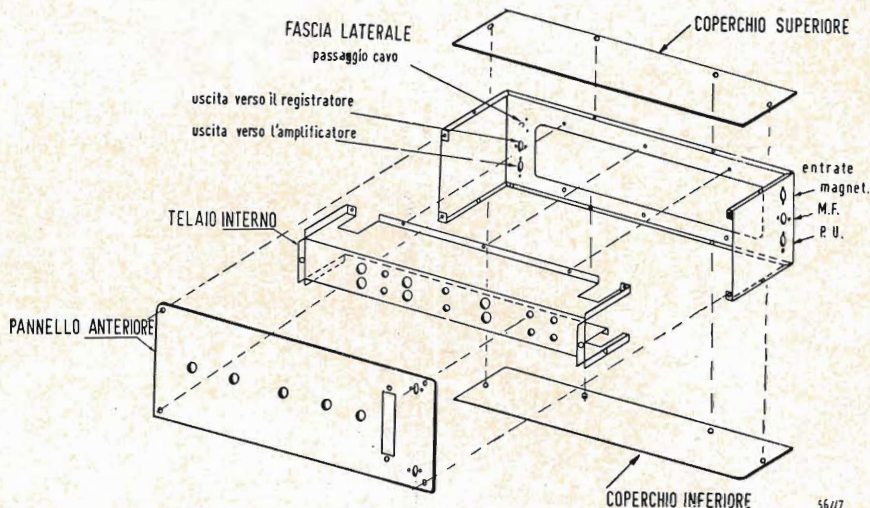



Fig. 10 - Schema per il montaggio dello chassis.

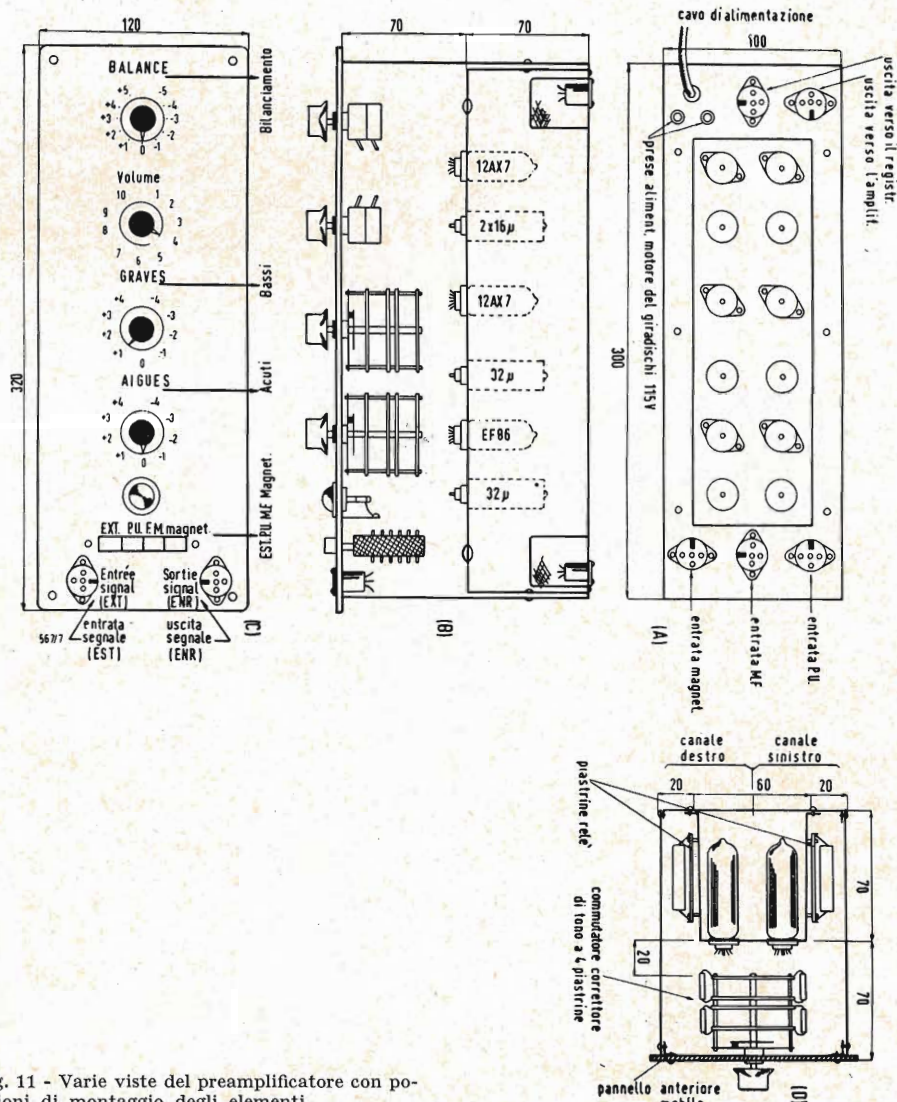



Fig. 11 - Varie viste del preamplificatore con posizioni di montaggio degli elementi.

dott. ing. Antonio Contoni

# Caratteristica di risposta in frequenza*

*La risposta in frequenza è una delle caratteristiche comunemente più accreditate per gli amplificatori di alta fedeltà. Qui è detto come essa viene ricavata e misurata.*

È NOTO CHE la prima caratteristica che viene richiesta dall'amatore audio per un amplificatore di bassa frequenza è la risposta in frequenza, che può essere definita il guadagno relativo dell'unità entro un dato campo di frequenza. Il valore di questa specificazione non è venuto meno col tempo, ma altre caratteristiche dell'amplificatore hanno assunto uguale importanza.

L'importanza di una caratteristica piana di frequenza richiede una piccola discussione. È assai evidente che per l'esatta riproduzione del suono, tutte le frequenze devono avere uguale possibilità di essere riprodotte.

Ogni frequenza presentata all'ingresso dell'amplificatore deve essere amplificata della stessa entità rispetto a qualsiasi altra frequenza presentata contemporaneamente alla stessa entrata. Vi sono però alcune importanti eccezioni a questo ideale.

Primo, si deve fare in modo che l'uscita di un fonografo equalizzato o di un preamplificatore di una testina di restratore a nastro non sia uniforme: dischi e nastri vengono registrati aderendo a specifiche curve, nelle quali alcune frequenze sono favorite. In riproduzione l'amplificatore deve compensare queste esaltazioni di frequenza per ottenere una risposta generale piana dalla sorgente (disco fonografico o nastro preregistrato), al trasduttore e all'amplificatore. Qui si tratterà della risposta in frequenza dell'ingresso del preamplificatore, via via attraverso l'amplificatore fino allo stadio di potenza di uscita. Le caratteristiche devono essere sensibilmente piatte quando si considerano solamente queste sezioni.

Il secondo punto da considerare è il campo di frequenze desiderato da amplificare.

Mentre alcuni amplificatori devono avere una risposta piatta entro molte ottave da entrambi i lati dello spettro audio (diciamo da 20 Hz a 20 kHz), altri amplificatori sono progettati per larghezze di banda limitate nell'interesse dell'aumento della stabilità e della riduzione dei disturbi. L'ultimo fattore è particolarmente importante nelle unità transistorizzate, dove sono richieste larghezze di banda limitate per mantenere i valori della rumorosità confrontabili con la riproduzione attuale dei disturbi udibili.

La risposta in frequenza è comunemente misurata in dB, sebbene possa anche essere misurata in termini di tensione o di potenza. Negli ultimi due casi i numeri diverrebbero astronomici. Perciò diamo qui una breve nota circa il dB.

### *Il decibel*

Il decibel è definito dalla semplice relazione:

$$dB = 10 \log_{10} P_0/P_i \quad (1)$$

dove $P_0$ = potenza di uscita da un amplificatore e $P_i$ = potenza di entrata. Mettendo questa eguaglianza sotto altra forma, con la base 10 dei logaritmi, si ha:

$$dB = 10 \log P_0 - 10 \log P_i \quad (2)$$

Durante il controllo della risposta in frequenza le tensioni fornite all'amplificatore ($V_i$) devono essere conservate ad un eguale livello per tutte le frequenze. Si suppone che l'impedenza di entrata ($R_i$) dell'amplificatore sia indipendente dalla frequenza. Questa ultima condizione può essere realizzata prendendo il segnale da una sorgente a bassa impedenza. La potenza di ingresso $P_i$ è allora costante a tutte le frequenze perchè è uguale a $V_i^2/R_i$ cioè al rapporto di due grandezze costanti. Il termine 10 lg $P_i$ nella (2) può essere sostituito da una costante. Noi chiameremo $K$ questa costante.

In questo studio, tutte le misure si svolgono intorno al termine 10 lg $P_o$. Nell'attuale procedimento di rilevamenti, il termine $K$ viene determinato con una specifica potenza lettura di potenza all'uscita di un amplificatore, per una certa frequenza al centro della gamma audio. La frequenza centrale normalmente è 1000 Hz o 400 Hz. Dieci volte il logaritmo della potenza di uscita a tutte le altre frequenze viene confrontato con questa lettura a 1000 o a 400 Hz. In quanto segue si è assunto 1000 Hz come frequenza di riferimento.

(*) Di MANNIE HOROWITZ; tradotto da *Audio*, marzo 1962, pag. 24.

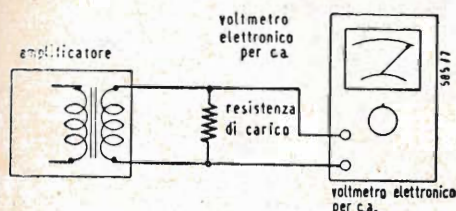



Fig. 1 - Circuito per la misura dell'uscita.

L'equazione del guadagno a 1000 Hz è:

$$dB_{(1000Hz)} = 10 \log P_{0(1000Hz)} - K \quad (3)$$

Per es., si voglia trovare le differenze di guadagno (in dB) a 100 e a 1000 Hz. Dapprima scriviamo la (3) per 100 Hz:

$$dB_{(100Hz)} = 10 \log P_{0(100Hz)} - K \quad (4)$$

La variazione in dB a 100 Hz dalla lettura a 1000 Hz si trova sottraendo la (3) dalla (4) se il guadagno a 100 Hz è maggiore del guadagno a 1000 Hz, o sottraendo la (4) dalla (3) se il guadagno è 1000 Hz è maggiore del guadagno a 100 Hz.

$$dB_{(1000Hz)} = 10 \log P_{0(1000Hz)} - K - [dB_{(100Hz)} = 10 \log P_{0(100Hz)} - K],$$

oppure:

$$dB_{(1000Hz)} - dB_{(100Hz)} = 10 \log P_{0(1000Hz)} - 10\ P_{0(100Hz)} \quad (5)$$

Il termine di entrata non si trova più nell'equazione finale.

L'equazione risultante comporta solo la variazione del logaritmo della potenza di uscita a 100 Hz, rispetto al logaritmo della potenza di uscita a 1000 Hz.

Un altro modo di esprimere la differenza di guadagno a 1000 Hz e a 100 Hz, è:

$$\Delta dB = 10 \log \frac{P_{0(1000Hz)}}{P_{0(100Hz)}} \quad (6)$$

Il circuito di misura dell'uscita di un amplificatore prende la forma di fig. 1. La potenza di uscita si sviluppa ai capi della resistenza di carico $R_C$ e viene misurata con un voltmetro c.a. a largo campo di frequenza. La potenza di uscita attraverso $R_C$ è naturalmente $V_0^2/R_C$, dove $V_0$ è la lettura eseguita sul voltmetro di uscita c.a.

Un buon procedimento di misura consiste nel misurare le tensioni di uscita a 100 e a 1000 Hz, nel calcolare la potenza ad ognuna di queste frequenze con la formula $V_0^2/R_C$ e sostituendo questi valori nella (6) per determinare la differenza di dB alle due dette frequenze.

Trasformando l'equazione per la lettura direttamente in tensione, la cosa sarebbe molto più semplice, perchè si risparmierebbero due calcolazioni.

Consideriamo la potenza di uscita a 1000 Hz e poniamola uguale a $P_{0(1000Hz)} = V_{0(1000Hz)}^2/R_C$ e la potenza di uscita a 100 Hz sia uguale $P_{0(100Hz)} = V_{0(100Hz)}^2/R_C$.

Sostituendo questi valori nella (6), si ottiene:

$$\Delta dB = 10 \log \frac{V_{0(1000Hz)}^2/R_C}{V_{0(100Hz)}^2/R_C} = 10 \log \left(\frac{V_{0(1000Hz)}}{V_{0(100Hz)}}\right)^2 = 20 \log \frac{V_{0(1000Hz)}}{V_{0(100Hz)}} \quad (7)$$

L'equazione (7) è valida se $R_C$ a 1000 Hz è uguale a $R_C$ a 100 Hz. Ciò è in generale vero se la resistenza di carico usata nella prova non è induttiva. Questa formula non è più attendibile se si usa come carico la bobina mobile dell'altoparlante, perchè in tal caso il carico varia con la frequenza. Tutte le misure sugli amplificatori vengono eseguite ritenendo costante il carico all'uscita per tutte le frequenze. Nella (7) i dB sono espressi come rapporto di due tensioni. Da tale equazione si può calcolare $\Delta$dB, se una tensione è nota, per qualsiasi altra tensione. Questi valori di dB, rappresentanti la differenza relativa di tensioni, possono essere stampate sul quadrante dello strumento misuratore, ed essere letti direttamente.

La lettura della variazione di dB su detta scala è ovvia. Poniamo l'uscita per 0 dB a 1000 Hz in una portata conveniente. Leggiamo la deviazione da questo 0 dB a qualsiasi altra frequenza direttamente sulla scala. Se la tensione è compresa nella portata successiva più alta, sommiamo 10 dB alla lettura originale, mentre, se si deve commutare lo strumento sulla portata immediatamente più bassa, dobbiamo sottrarre 10 dB. Ogni volta che si deve commutare dalla portata di riferimento originale, si deve sommare o sottrarre 10 dB per portata, a seconda che l'uscita è maggiore o minore di quella originale.

Se si usa una tensione di riferimento diversa da 0 dB, tutte le altre letture devono essere riferite a questo nuovo riferimento, come se esso fosse 0 dB. Allora, se la lettura di riferimento fosse — 2 dB a 1000 Hz, una lettura di — 4 dB a 100 Hz indica una perdita in guadagno di 2 dB, mentre una lettura di + 2 dB a 10 kHz indica un aumento di + 4 dB.

Quando si confrontano le scale in dB e la tensione si devono osservare molti fattori. Il raddoppio della tensione equivale ad un aumento di 6 dB, mentre il taglio a metà della tensione corrisponde ad un'attenzione di 6 dB.

Un fattore di tensione di 10 è una variazione di 20 dB. Il raddoppio di una tensione già raddoppiata significa un secondo incremento di 6 dB, ossia un aumento totale di 12 dB rispetto all'originale livello. Raddoppiando la tensione originale tre volte (2×2×2) significa un incremento di 18 dB sopra la lettura originale (6 dB+6 dB+6 dB) Analogamente 26 dB (20 dB + 6 dB) significano una moltiplicazione di tensione di 20: una moltiplicazione per 10 equivale a 20 dB e una moltiplicazione per 2 equivale a 6 dB, e 2 × 10 = 20, ossia 6 dB + 20 dB = 26 dB. Mentre i

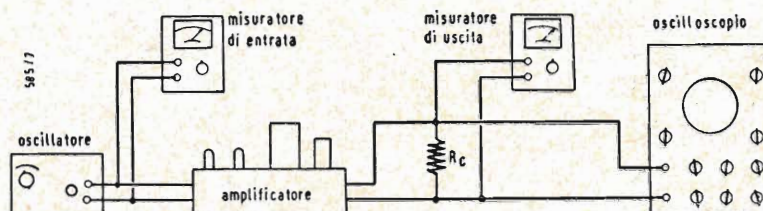



Fig. 3 - Circuito usato per misurare la risposta in frequenza.

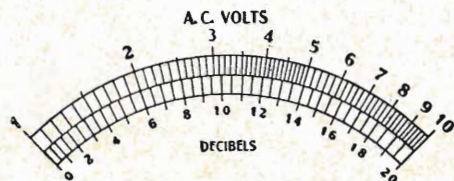



Fig. 2 - Scala a divisioni logaritmiche.

numeri subiscono moltiplicazioni, i fattori in dB vengono sommati.
Un altro tipo di misuratore c.a. estremamente comune nel campo audio sfrutta un movimento dell'indice a zero soppresso come indica la fig. 2. La scala non inizia con zero ed ha un carattere essenzialmente logaritmico. Se si usa questo tipo di misuratore, ogni volta che si cambia la portata, equivale a effettuare una variazione di 20 dB invece che di 10 dB.

## 1. - IL CIRCUITO DI MISURA

Come si è detto la prima cosa da fare quando si deve misurare il guadagno relativo, ossia la risposta in frequenza, è di mantenere costante la tensione di ingresso a tutte le frequenze. Come indicato in fig. 3, un misuratore è connesso all'entrata dell'amplificatore per controllare la tensione fornita dal generatore di segnali. Si deve controllare e regolare l'uscita del generatore ogni volta che si cambia la frequenza per mantenere costante a tutte le frequenze l'entrata all'amplificatore (cioè mantenere costante la lettura fatta sul misuratore di ingresso). Applicare il segnale del generatore ad un entrata non equalizzata dell'amplificatore. Generalmente questa è segnata Tuner) sintonizzatore) o Auxiliary (ausiliare). Regolare tutti i controlli dell'amplificatore per ottenere una risposta piana optimum. Se è incorporato un preamplificatore, i controlli di tono, di intensità e di volume fisiologico, e i filtri antidisturbo e antirombo, devono tutti essere messi in modo che non introducano compensazioni. Girare tutti i controlli di livello nelle loro posizioni di massima uscita. Un controllo di livello può considerarsi come un divisore resistivo di tensione (v. fig. 4*a*). Una rappresentazione più precisa del controllo di livello impiegato comunemente in griglia di un tubo a vuoto è data in (*B*) di fig. 4.
$C_g$ rappresenta la capacità totale fra griglia e catodo del tubo ed è la somma della capacità griglia-catodo e della capacità griglia-placca moltiplicata per $(K + 1)$ (effetto Miller), ($K$ è il guadagno del tubo). Dalla fig. 4 si vede che la risposta in frequenza è funzione della posizione del cursore del regolatore. Supponiamo che il controllo sia regolato a un punto tale che la porzione superiore abbia la resistenza $R_1$ e la porzione inferiore abbia una resistenza $R_2$. L'ammettenza della porzione inferiore è:

$$y_2 = \frac{1}{X_2} = \frac{1}{R_2} + j\,\omega\, C = \frac{1 + j\,\omega\, C R_2}{R_2};$$

la reattanza diviene:

$$X_2 = \frac{R_2}{1 + j\,\omega\, C R_2} \tag{8}$$

L'impedenza della porzione superiore è $R_1$. Trattando questo circuito come un divisore di tensione, si ha:

$$\frac{v_{usc}}{v_{in}} = \frac{R_2/(1 + j\,\omega\, C R_2)}{R_2/(1 + j\,\omega\, C R_2) + R_1} \tag{9}$$

Dividendo numeratore e denominatore della (9) per $j\omega CR_2$, si ricava:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\,\omega\, C R_1 R_2} \tag{10}$$

Moltiplicando questa relazione per $\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2}$, risulta:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{R_2/(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)/(R_1 + R_2) + j\,\omega\, C R_1 R_2/(R_1 + R_2)} = \frac{R_2/(R_1 + R_2)}{1 + j\omega C R_1 R_2/(R_1 + R_2)}$$

La frequenza per la quale la risposta è 3 dB rispetto al valore al centro banda, si ottiene quando il denominatore prende la forma $1 + j$, ossia

$$\frac{j\,\omega\, C R_1 R_2}{R_1 + R_2} = j$$

e

$$\omega = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} \tag{11}$$

La risposta in frequenza è perciò una funzione diretta dei valori relativi dei resistori $R_1$ e $R_2$.
Questa situazione è anche più grave negli amplificatori stereofonici. Generalmente si pone un potenziometro in serie con $v_i$, allo scopo di bilanciamento tra i due canali. La risposta in frequenza deve cadere all'estremo superiore

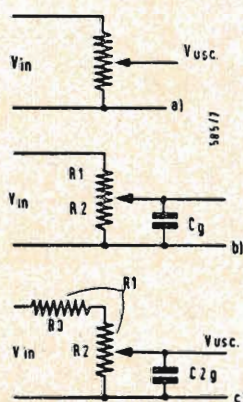



Fig. 4 - (*A*) Controllo ideale di livello. (*B*) Rappresentazione più precisa di un controllo di livello in un circuito. (*C*) Circuito reale del controllo di livello unitamente al controllo convenzionale di bilanciamento stereo.

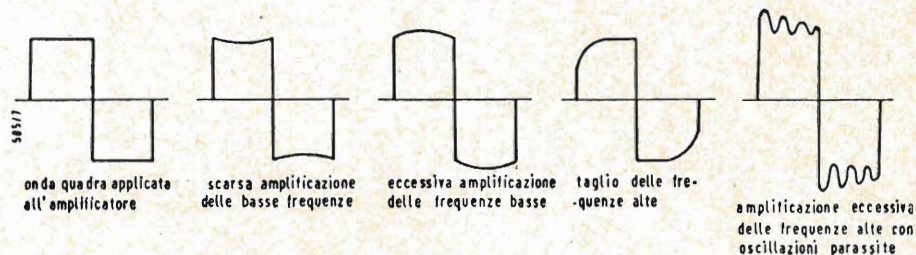



Fig. 5 - Analisi con un'onda quadra.

della banda, quando esiste questa condizione, perchè $R_3$ (v. fig. 4c) si comporta come se fosse parte di $R_1$.
Nel provare questo tipo di amplificatore è opportuno disporre i controlli di livello al massimo e il controllo di bilanciamento per eguale uscita dei due canali. La risposta non può essere così piatta all'estremo superiore della banda, come lo è con le unità monofoniche. A motivo che la caduta è lenta e generalmente intorno a 10 kHz, l'effetto probabilmente non è udibile.
Continuando secondo le modalità del processo di misura: scegliere una conveniente impedenza di uscita sull'amplificatore e porre la resistenza di carico attraverso a questi terminali. Generalmente si sfruttano i terminali di uscita corrispondenti a 16 Ω. Connettere allora a questi terminali un resistore 16 Ω, 25 W antiinduttivo. La potenza sviluppata ai capi di questo resistore viene misurata con un voltmetro c.a. a larga banda posta in parallelo al resistore, in termini di tensione. (Le letture, se si desidera, possono essere convertite a potenza, usando la formula $V^2/R$, con $R = 16$ nell'es. citato). Applicare un oscilloscopio ai capi del resistore di carico. Quest'ultima operazione non entra nella valutazione della risposta, ma è richiesta per controllare la forma d'onda. Se le letture sullo strumento misuratore devono essere attendibili è necessaria un'uscita essenzialmente sinoidale.
Ora si possono fare le letture attuali. Disporre il generatore di segnali per una data lettura sul misuratore di dB, a 1 kHz. Variare la frequenza a tutti i valori di interesse (da 10 Hz a 40 kHz o più) e leggere la deviazione dell'originale numero di dB. Si deve ricordare che la misura è per risposta in frequenza, non per risposta in potenza. L'uscita deve essere regolata in modo che il segnale non venga distorto a tutte le frequenze in esame. Il livello di 1 watt è generalmente soddisfacente. Quando il segnale comincia a essere distorto, la lettura non è più valida. Occorre allora ricominciare la prova ad una potenza alquanto più bassa e ripetere le misure. Solo così si può essere sicuri che le misure sono di risposta in frequenza, piuttosto che di risposta in potenza.

La risposta in frequenza deve essere una curva piana entro l'intera gamma. Ogni picco è generalmente indice di tendenza all'instabilità. Punte (di circa 2 dB o più) entro la gamma acustica da 20 Hz a 20 kHz aggiungono effetti nocivi al suono riprodotto. Il «picco di presenza» molto discusso a circa 2 kHz si dice che aggiunge realismo, ma i puristi certamente non saranno d'accordo. Un esame con l'onda quadra può fornire un'indicazione grossolana della risposta in frequenza. La fig. 5 mostra come un amplificatore può modificare un'onda quadra. Curvatura ed altre variazioni della forma d'onda possono essere analizzate, ma esse sono più opportune per descrivere gli sfasamenti, piuttosto che la risposta in frequenza. Il tempo di salita dell'onda quadra è un controllo abbastanza preciso del limite superiore della risposta in frequenza di un amplificatore. Un'onda quadra di alta frequenza è illustrata in fig. 6. Questa si può considerare come la forma assunta dopo essere passata attraverso l'amplificatore. Essa è qui un diagramma della tensione di uscita in funzione del tempo. L'onda quadra teorica ha un tempo di salita nullo, ciò significa che richiede un tempo zero perchè la tensione salga dal suo livello zero al massimo. Inoltre quando si invia un segnale ad onda quadra attraverso un amplificatore, si riscontra che deve passare un tempo finito dall'istante in cui comincia la salita fino a quando si raggiunge la massima tensione di uscita. Ciò è dovuto alla limitata larghezza di banda. Questo lasso di tempo può essere definito come tempo di salita. Attualmente, il tempo di salita è convenzionalmente definito come il tempo impiegato dal segnale a crescere dal 10 al 90% del suo valore finale. L'intervallo di tempo è indicato da $t_2 - t_1$ nel disegno.
La relazione fra il tempo di salita ed il limite superiore di frequenza può essere determinato dalla fig. 8. Si può vedere che le frequenze superiori sono limitate da certe configurazioni simili a quella mostrata. Quivi la capacità all'uscita si risolve in una caduta. La frequenza per la quale il guadagno è ridotto di 3 dB e $1/2\pi RC$. Ciò può constatarsi quando si considera il circuito come un divisore di tensione, dove

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{1/j\,\omega\,C}{R + 1/j\,\omega\,C} = \frac{1}{j\,\omega\,R\,C + 1}$$

L'uscita è attenuata di 3 dB quando il denominatore è uguale a $1 + j$, ossia $j\,\omega\,R\,C = 1$;

$$\omega = \frac{1}{RC}$$

e

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C} \qquad (12)$$

Supponiamo ora che il fronte anteriore di un'onda quadrata entri nel circuito di fig. 7, provocando la graduale carica del condensatore. L'equazione di questo circuito è:

$$v_i = V_C + V_R; \qquad (13)$$

ma

$$V_C = \frac{1}{C}\int i\,dt$$

e

$$V_R = i\,R,$$

perciò

$$v_i = \frac{1}{C}\int i\,dt + i\,R \qquad (14)$$

La (14) ammette la soluzione (v. appendice):

$$v_0 = V\,(1 - e^{-t/RC}) \qquad (15)$$

dove $v_0$ è la tensione istantanea ai capi della capacità in qualsiasi istante successivo all'applicazione del fronte anteriore dell'impulso, $V$ è la tensione finale dopo un tempo infinito, ed $e$ è la costante base dei logaritmi naturali 2,718. Possiamo ora trovare il tempo necessario affinchè la tensione aumenti dal 10 al 90% del suo valore finale. Per convenienza supponiamo che $V$ nella (15), cioè la tensione di fine carica del condensatore, sia 1. Alla frazione 90% del valore finale, $v_0$ deve essere uguale a 0,9. Sostituendo questo valore nella (15), si ha:

$$0{,}9 = 1\,(1 - e^{-t/RC})$$

ossia

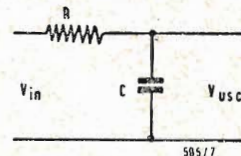
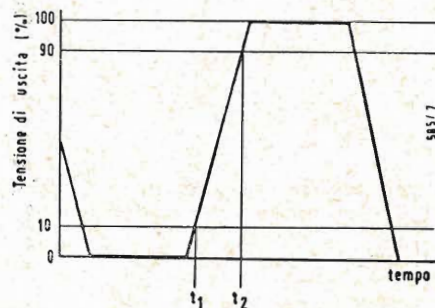
$$0{,}1 = + e^{-t/RC};$$

prendendo i logaritmi in base $e$:

$$\lg_e 0{,}1 = -t/R\,C$$

$$-R\,C\,\lg_e 0{,}1 = t = 2{,}3\,R\,C\,\lg_{10} 0{,}1$$

(perchè $\lg_e = 2{,}3 \log_{10}$),

$$t = -2{,}3\,R\,C\,(-1{,}0) = 2{,}3\,R\,C \qquad (16)$$

Il tempo richiesto dalla tensione per raggiungere il 10% del suo valore finale si può trovare sostituendo 0,1 al posto di $v_0$ nella (15). Si trova:

$0{,}1 = 1\,(1 - e^{-t/RC});\ + 0{,}9 = + e^{-t/RC}$

e prendendo i logaritmi naturali di entrambi i membri:

$$\lg_e 0{,}9 = - t/R\,C; \quad - R\,C\,\lg_e ;{,}9 = t = - 2{,}3\,R\,C \log_{10} 0{,}9,$$
$$t = - 2{,}3\,R\,C\,(-1 + 0{,}9542) = 0{,}105\,R\,C \qquad (17)$$

Il tempo richiesto dalla tensione per aumentare dal 10 al 90% del suo massimo, è la differenza fra la (16) e la (17).

Tempo di salita $= t_s = (2{,}3 - 0{,}015)\,R\,C = 2{,}2/\omega = 2{,}2/2\pi f$ (per $\omega = 1/R\,C$).

La frequenza per la quale la risposta è attenuata di 3 dB è allora:

$$f = \frac{2{,}2}{2\,\pi\,t_s} = \frac{0{,}35}{t_s} \qquad (18)$$

La (18) fornisce il punto per il quale la risposta è attenuata di 3 dB all'estremo superiore. La (18) dà il punto 3 dB in base alla misura attuale, mentre la (12) dà lo stesso punto in base al calcolo usando i componenti *RC*.

Sfortunatamente il tempo di salita non può essere misurato facilmente sugli oscilloscopi che mediamente esistono nei laboratori: esso deve essere fatto con oscilloscopi, l'asse del tempo dei quali sia tarato in unità di tempo. Questa analisi può essere fatta con precisione solo con questi apparecchi più costosi.

Esaminando il comportamento degli oscillografi all'onda quadra, si nota che non tutti gli oscilloscopi sono capaci di riprodurre appropriatamente le onde quadre. Gli oscilloscopi c.c. a larga banda assolvono meglio il compito di permettere l'osservazione di tutti i tipi di risposte all'onda quadra.

## 2. - PREAMPLIFICATORI DI MISURA

In generale il procedimento di misura e l'apparecchiatura per misurare un preamplificatore sono identici a quelli indicati in fig. 3, ma si deve fare una importante eccezione. All'uscita dell'amplificatore di potenza è stato messo un resistore di carico di 16 Ω; questa è un'impedenza estremamente bassa. Per essa qualunque normale capacità dovuta agli strumenti, come voltmetro c.a., oscilloscopio, analizzatore di distorsione, e così via, è trascurabile. L'uscita di un preamplificatore è usualmente ad alta impedenza. La capacità dovuta agli strumenti, come anche i conduttori di collegamento possono avere un effetto notevole sulla risposta in frequenza.

Per questa ragione tutti gli strumenti non necessari per la prova devono venire scollegati, i conduttori di collegamento devono essere fatti di cavo schermato a un solo conduttore e di basse impedenza, e mantenuti più brevi possibile.

La risposta in frequenza è una caratteristica estremamente importante per un amplificatore, ma deve essere considerata nella sua vera prospettiva. Proprio come una risposta larga in frequenza non significa necessariamente che l'unità sia eccellente, così una larghezza di banda ristretta non significa necessariamente che l'amplificatore sia cattivo. Sia un estremo che l'altro possino essere un inconveniente oppure un vantaggio. Un buon progetto coinvolge tutti i fattori e il miglior compromesso si ottiene solo dopo aver considerato ogni cosa inerente alla corretta riproduzione dei suoni.

## 3. - APPENDICE

Dimostrazione dell'equazione (15).

Ripetiamo la relazione (14):

$$i\,R + \frac{1}{C}\int i\,dt = v$$

La soluzione completa comprende sia il regime permanente, sia la soluzione transitoria. La soluzione transitoria esente da forze si può trovare ponendo $v = 0$, risulta:

$$i\,R = \frac{1}{C}\int i\,dt = 0 \qquad (14a)$$

Poniamo $i = A\,e^{pt}$ (14*b*) come soluzione particolare della (14*a*).

Sostituendo si ha:

$$i\,R + \frac{1}{C}\int A\,e^{pt} = 0$$

$$i\,R + \frac{1}{C\,p}\,A\,e^{pt} = 0$$

$$i\,R + \frac{1}{C\,p} = 0 \ (\text{per } i = A\,e^{pt})$$

$$i\left(R \times \frac{1}{C\,p}\right) = 0.$$

Risolvendo rispetto a $p$, si trova:

$$p = -\frac{1}{R\,C}$$

Sostituendo questa espressione nella (14*b*), si ricava la soluzione (per $i$):

$i = A\,e^{-t/RC}$ (14*c*)

All'inizio dell'impulso tutta la corrente è attraverso $R$. La corrente attraverso la resistenza in tale momento è $V/R$.

Scrivendo questo algebricamente, si ha:

$i = A\,e^{-0/RC} = A(1) = V/R$;

allora la (14*c*) diviene

$i = V/R\,e^{-t/RC}$ (14*d*)

La soluzione di regime permanente per questo è $i = 0$, la soluzione transitoria per tensione ai capi del condensatore è:

$$v_C = 1/C \int (V/R)\,e^{-t/RC}\,dt \qquad (\text{per } i = V/R\,(e^{-t/RC}),$$
$$v_C = (V/RC)\,[-RC]\,e^{-t/RC} + V_e{}^{-t/RC} + A \qquad (14e)$$

Quando $t = 0$, $v_c = 0$. A questo istante la (14*e*) diviene:

$0 = - V\,e^{-t/RC} + A = V + A,$

ossia $A = V$

Sostituendo questo valore di $A$ nella (14*e*), si ricava:

$v_c = - V\,e^{-t/RC} + V,$

ossia $v_c = V\,(1 - e^{-t/RC})$

coincidente con la (15) c.d.d.

**0413** – ***Sig. Ennio Nicotra – Palmi (R.C.)***

*D.* Vorrei realizzare l'amplificatore stereo MULLARD 2 × 7 W apparso su *Alta fedeltà*, settembre 1961, n. 9. Ecco le mie richieste:
*b*) Lo schema pratico (se possibile).
*c*) L'elenco di *tutto* il materiale occorrente.
*d*) Se i tecnici di alta fedeltà hanno realizzato il suddetto amplificatore, tutti i consigli atti a facilitarne la realizzazione ed il montaggio.
*e*) Uno schemino elettrico che illustri l'applicazione di un controllo dei toni bassi che in detto amplificatore manca.

*R.* Ci sembra ozioso ripetere lo schema anche per il secondo canale stereo, dato che è identico al primo. Osserviamo solo che la freccia del contatto centrale della sezione in basso del commutatore di entrata deve collegarsi all'estremo superiore del potenziometro 2 MΩ del 2° canale. Detto commutatore di ingresso e le prese di entrata (P.U. e Radio) non devono essere ripetute; analogamente l'alimentatore serve per entrambi i canali; le tensioni anodiche per il 2° canale vanno derivate dalle cellule R.C. di filtro come per il 1° canale. Non possiamo darle uno schema di montaggio non possedendo l'amplificatore. Circa l'elenco del materiale non ci sembra difficile ricavarlo dalla fig. 1 (*Alta fedeltà*, settembre 1961, n. 9, pag. 261) e dal testo relativo che definisce il T.U., i potenziometri ecc.
Consigliamo l'allegato circuito di controllo di tono dei bassi da applicarsi all'ingresso di $V_1$ in parallelo col 1° potenziometro 2 MΩ già esistente.
Tutti i potenziometri devono essere meccanicamente accoppiati. (*a.f.*)

Fig. 1/0413

**0414** – ***Sig. H. Malfatti – Milano.***

*D.* Sono in possesso del seguente materiale: giradischi professionale LENCO mod. L70, testina GOLDRING 600, preamplificatore HEAT-KIT mod. WA-P2.
Per il completamento della catena con un buon amplificatore la mia scelta è in sospeso tra lo schema dell'amplificatore IM10 apparso su *Alta fedeltà*, febbraio 1958, e lo schema MULLARD 520 modificato (settembre 1960) facendo in questo caso lavorare l'unità ad una potenza molto al disotto della sua nominale. In entrambi i casi vorrei utilizzare un trasformatore, anch'esso già in mio possesso, tipo Partridge T-P3064 da 6,6-9 kΩ.
Chiedo:
1° se è possibile usare tale trasformatore nei due schemi citati;
2° quale dei due amplificatori meglio si presta ad essere pilotato dal preamplificatore WA-P2, ed eventualmente quale altro schema è consigliabile, tenendo presente che la Heat-Kit prescrive per il suo preamplificatore una impedenza di carico di almeno 200 kΩ shuntata da circa 7000 pF e che comunque vorrei usare il buon trasformatore d'uscita che posseggo;
3° se collegando il secondario da 8,5 Ω del trasformatore d'uscita ad una bobina mobile di 7 Ω si compromette il funzionamento ottimo degli amplificatori.
4° quale deve essere la tensione alla presa centrale del trasformatore d'uscita del Mullard 520;
5° se è inseribile, al posto del comando di volume del WA-P2, un controllo fisiologico di cui allo schema che accludo ed in caso affermativo di quanti dB sarà la perdita di guadagno.
6° quali valori devono assumere le resistenze ed i condensatori dello schema a pag. 249 (settembre 1958), perchè sia possibile l'inserimento di tale controllo fisiologico al posto del controllo di volume del WA-P2.

*R.* 1° Il trasformatore di uscita Partridge avente impedenza 6,6 ÷ 9 kΩ tra placca e placca non può essere usato per il push-pull di EL34 richiedente il carico $R = 3{,}5$ kΩ circa. Il valore di 6,6 kΩ del T.U. Dynako adottato dall'autore del Mullard 520 migliorato, è piuttosto arrischiato e comunque è il limite inferiore del T.U. Partridge, valore che non conviene adottare. Può invece essere adottato per il push-pull di EL84 (amplificatore IM10) richiedente il carico $Raa = 8$ Ωk.
2° L'IM10 può pienamente essere pilotato dal preamplificatore WA-P2 Heat. Anche questa ragione è in favore dell'adozione dell'IM10.
3° Il collegamento della bobina mobile di 7Ω alla presa secondaria 8,5 Ω non può portare un disadattamento del carico con effetti apprezzabili; se proprio si vuole essere pignoli, conviene aggiungere una resistenza di 1,5 Ω, 3 W in serie con la bobina mobile.
4° Per quanto sia da escludere l'amplificatore Mullard 520 (a motivo del T.U. poco adatto), Le forniamo il valore dell'alta tensione alla presa centrale del primario del T.U.: $+ AT = 400$ V.
5° Si, è possibile inserire il controllo fisiologico di volume da Lei proposto. L'attenuazione maggiore, introducendo il filtro fisiologico, si ha col volume massimo, perchè per le frequenze medie e alte la resistenza di ingresso diventa 0,5 MΩ, invece di essere 1 MΩ. Il partitore di tensione formato dal condensatore di accoppiamento 0,047 μF con 0,5 MΩ, trasmette in griglia dello stadio successivo (punto B) a 1000 Hz circa, i 993/1000 del segnale presente al punto B,

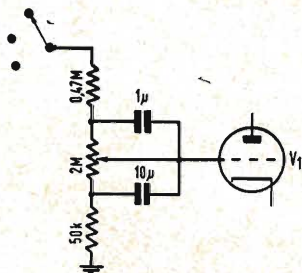
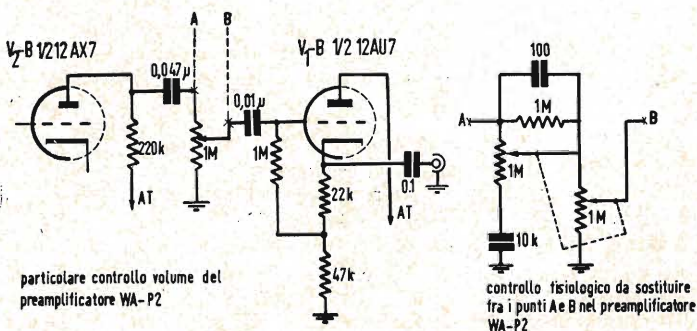



Fig. 1/0414

equivalente ad un'attenuazione trascurabile inferiore a 0,1 dB.
6° Avendo escluso l'uso del Mullard 520, ci esimiamo dall'apportare modifiche circuitali per l'inserzione del controllo fisiologico di volume. *(a.f.)*

**0415 – *Sig. L. Conti – Torino.***

*D.* Desidero costruire un complesso stereo acquistando l'amplificatore *Philips* AG9015 unitamente a due casse acustiche NG3571 della stessa ditta. Vorrei sapere che cartuccia magnetica posso usare dal momento che voglio utilizzare il giradischi Garrard 4HF che già possiedo (a cui come è noto non posso adattare le cartucce Philips) e dal momento che non ho la possibilità di effettuare varie prove all'atto dell'acquisto. Personalmente sarei orientato verso la Bang-Olufsen SP1, ma gradirei molto avere un vostro consiglio in proposito. Ringrazio anticipatamente.

*R.* Oltre alla testina Bang-Olufsen SP1 da Lei prospettata, Le consigliamo i seguenti tipi:
*a)* Pickering-Fluxvalve, mod. 380-A — lire 56.000 — A riluttanza variabile. Risposta entro ± 2 dB da 20 Hz a 20 kHz. Uscita 15 mV a 10 cm/s per canale. Separazione 35 dB. Carico consigliabile da 47 a 100 kΩ. Regolare il peso sul disco da 2 a 5 gr.
*b)* Elac Stereo STS 210D. Risposta entro ± 2 dB da 20 Hz a 19 kHz, Uscita 16 mV per canale a 10 cm/s. Separazione 22 dB. Carico consigliato 47 kΩ. Regolare il peso sul disco da 4 a 6 gr. L. 28.000 con puntina di diamante; L. 17.500 con puntina di zaffiro (Elac Stereo STS210S).
*c)* Altri tipi più economici sono la Garrard HGP73 (L. 5.600) + astuccio, MPM4 adatto al giradischi 4HF (L. 1.500), 3 EV26 a elementi ceramici + lo stesso astuccio MPM4 (L. 6.600 + 1.500). Tutti questi elementi sono reperibili presso l'Agente della Spirel per il Piemonte: Guido Fora, via Amedeo Peyron 12, Torino. *(a.f.)*

**0416 – *Sig. Cavalli geom. Enzo – Piacenza.***

*D.* Vorrei costruire l'amplificatore stereo, «Schema Mullard» comparso su «*Alta fedeltà*»: settembre 1961, pag. 261, ma vorrei:
1° Conoscere il collegamento + AT al primario del trasformatore d'uscita ovviamente omesso.
2° Conoscere l'esatto valore della resistenza posta sul catodo della EZ81 (100 Ω oppure 100 kΩ).
3° Sapere se il prelievo per l'AT del 2° canale può essere effettuato negli stessi punti nei quali è derivato il canale illustrato senza variare i valori delle resistenze 5,6 kΩ— 5,6 kΩ - 15 kΩ poste fra i condensatori di livellamento, oppure occorre fare un'altra linea AT separata e uguale, partendo dal catodo della EZ81?
4° Sapere dove e come inserire un buon controllo per esaltare i toni bassi oppure se, inserendo fra l'uscita del triodo ECC83/2 e l'entrata del triodo $V_{24}$[EC(L)82] i classici circuiti di controllo per toni alti e toni bassi, si può lasciare inserito sul catodo della ECC83/2 il circuito di controreazione senza incorrere in spostamenti di fase nocivi alla buona riproduzione.
5° Sapere a che serve nel trasformatore di alimentazione il secondario con 3 ÷ 15 V. d'uscita.

*R.* 1° Effettivamente nello schema è stato omesso il collegamento all'A.T. del T.U. Tale collegamento va effettuato fra la presa centrale del primario del T.U. e l'ingresso del filtro dell'A.T., cioè al nodo tra il terminale sinistro del fusibile, il primo elettrolitico 50 μF e la prima resistenza 5,6 kΩ a destra sul disegno.
2° La resistenza $R_{22}$ vale 100 Ω e non 100 kΩ.
3° Non occorre un'altra linea A. T. A questa si potrà ricorrere se si manifestasse un certo trascinamento tra i 2 canali sinistro e destro. Data la piccolezza delle correnti dei triodi, le cadute di tensione provocate dal passaggio della corrente di entrambi i canali nelle resistenze di filtro, non sono importanti, quindi non si richiede la modifica di dette resistenze.
4° Il circuito di controllo dei toni bassi è bene sia inserito all'ingresso del primo triodo ½ ECC83 come dallo schizzo allegato. La inserzione dei controlli di tono fra i primi due triodi comporta variazione di carico del 1° stadio, per cui questo vorrebbe essere ridimensionato; pure il tasso di controreazione subirebbe varianti.
5° Nel testo pubblicato della *Revue du Son* da cui abbiamo tratto il ns. articolo, non è fatta menzione di un avvolgimento (3-15 V) × 2 come invece indicato nello schema originale. Pensiamo che tale avvolgimento con presa centrale a massa sia per 2 × 3, 15 V (cioè 6,3 V) e serva per l'accensione di tutti i tubi escluso l'EZ81 che viene invece acceso con l'avvolgimento isolato 6,3 V; cioè l'avvolgimento con presa centrale è quello indicato nel testo (6,3 V; 5 A), mentre l'avvolgimento isolato è da 6,3 V; 1 A per l'accensione del tubo raddrizzatore. *(a.f.)*

Fig. 1/0416

**0417 – *Sig. Gianni Canepa – Treviso.***

*D.* Essendo in possesso di un preamplificatore stereofonico della ditta Hirtel, vorrei applicare a questo due amplificatori e precisamente costruiti secondo lo schema dell'amplificatore Williamson semplificato pubblicato a pag. 236 del libro de « La tecnica dell'alta fedeltà » di G. Nicolao.
Gradirei sapere:
1° La massima potenza di uscita è 6 W?
2° Come trasformatore di uscita userei il mod. T-P3064 della Partridge, che dà una risposta piatta di ± 0,5 dB da 30 a 30000 Hz alla potenza di 20 W. Se detto trasformatore lo usassi alla potenza di 6 W è possibile avere una risposta di ± 0,5 dB da 20 a 18000 Hz?
3° La controreazione usata nello schema è di 3,3 kΩ, ma sul trasformatore di uscita a quale impedenza è applicata? A 4Ω, 8Ω, 15Ω?
4° Mi potreste fare lo schema dell'alimentatore? Vorrei usare un trasformatore per la sola alimentazione in comune per i due amplificatori. Un secondo trasformatore lo vorrei usare (se possibile) per alimentare l'anodica in comune dei due amplificatori. Dovrei poter usufruire di una tensione di 350 V e 280 ÷ 300 mA. Vorrei usare i nuovi diodi al silicio. Posseggo 3 elettrolitici da 10 μF e 600 V in carta e olio, è possibile poterli usare?

*R.* 1° La massima potenza di uscita dell'amplificatore in oggetto è 20 W. Nel testo del Nicolao si parla di 5 W, perchè questa è la potenza di uscita quando il segnale all'entrata è 1 V eff. Siccome i preamplificatori forniscono in media per l'appunto 1 V, è onesto confessare che l'amplificatore potrà dare circa 5 o 6 W; ma se esso fosse pilotato con tensione circa doppia, darebbe la piena potenza di 20 W.
2° Sta bene l'uso del T.U. Partridge. La

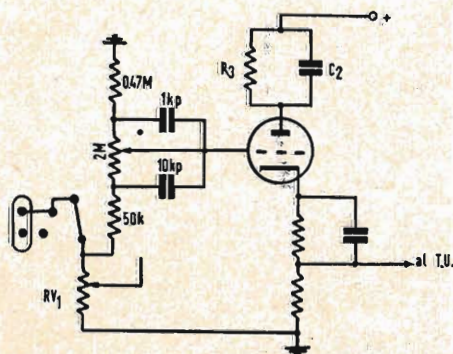
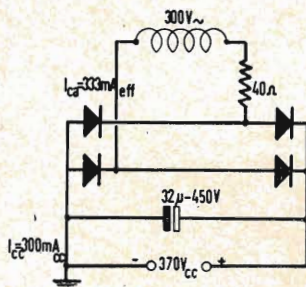



Fig. 1/0417

linearità della risposta elettrica può estendersi facilmente da 40 Hz a 18 kHz, ma i 20 Hz (e anche i 30 Hz) sono difficili da ottenere.

3° La controreazione deve essere prelevata ai capi dell'intero secondario, cioè alla presa 16 Ω.

4° Ecco lo schema dell'alimentatore fatto con 4 diodi al silicio BA 42 × 02 della Soral (Rappresentante Soral italiana: Milano, Via Lario 9, tel. 679.237), montati a ponte di Graetz con carico capacitativo. Il primario del trasformatore di alimentazione può essere provvisto delle varie prese 125, 160, 220 V. Potenza circa 120 W. Per i filamenti, se abbiamo ben capito, Ella intende usare un trasformatore separato, perciò non sono stati rappresentati nello schemino allegato, i relativi avvolgimenti. I 3 elettrolitici da 10 μF, 600 V possono servire al posto del 32 μF, 450 V segnato in figura. Si avverte che al raddrizzatore ivi indicato, deve seguire una cellula di filtro con impedenza per 300 mA, avente la resistenza di 80 Ω circa, e condensatore elettrolitico 24 μF, 450 V. *(a.f.)*

**0418 – *Ricci Picciloni Virgilio – Lugo (Ra).***

*D.* Vorrei costruirmi l'amplificatore senza trasformatore d'uscita apparso su *Alta fedeltà*, gennaio 1959 pag. 23, per la realizzazione della doppia impedenza ho trovato i dati su *Alta fedeltà* (novembre 1960, n. 11, pag. 334) dati che però mi sembrano inesatti.
Vi pregherei quindi volermi comunicare eventuali variazioni.

*R.* Non siamo in possesso dei dati costruttivi della doppia impedenza Philips. L'unica cosa che possiamo fare è di darLe il numero di catalogo del pezzo in oggetto: Impedenza doppia per alimentazione griglie schermo negli amplificatori in push-pull asimmetrico (uscita catodica, altoparlante ad alta impedenza): catalogo PK 51100.
La Philips, alcuni mesi or sono, promise di mettere in vendita al pubblico tale impedenza come parte staccata. Per procurarsela Ella può quindi rivolgersi al seguente indirizzo:
Melchioni, Magazzino e negozio di vendita delle parti staccate, Milano, Via Friuli 16-18, te. 58.58.92/93. *(a.f.)*

**0419 – *Geom.E. Furiosi – Milano.***

*D. Sarà l'effetto « Larsen »?*
Posseggo una installazione stereofonica. Ma il complesso lascia a desiderare nel funzionamento col pick up quando l'intensità sonora supera un certo livello.
Se i bassi cono completamente aperti, un rumore infernale, costante, rende impossibile l'ascolto; passando il filtro dei bassi da 100 a 50 Hz il rumore si accentua e si verifica ad un livello meno elevato.

*R.* La complessità dell'impianto può portare talvolta ad accoppiamenti reattivi non individuabili con facilità. Facciamo le seguenti ipotesi:

1° Eccessiva amplificazione del segnale fono. Provi ad escludere uno stadio di preamplificazione; probabilmente otterrà ancora la piena potenza; ciò significherebbe appunto che vi è saturazione. Lo stadio di entrata del pick-up può essere microfonico; provi a sostituire la valvola interessata o a montarla su zoccolo antivibrante. Altro tentativo da fare è di diminuire la resistenza di carico del pick-up disponendo in parallelo ai terminali di uscita una resistenza variabile da 44 kΩ a 0,22 MΩ a seconda del tipo di cartuccia. Anche una resistenza in serie all'entrata del pick-up (dell'ordine di 0,1 MΩ) potrebbe giovare.

2° Provi a verificare se l'inconveniente si verifica anche con gli altoparlanti Philips dislocati nell'altro locale; se sì, è da escludere l'effetto Larsen. Sotto questo nome passa l'innesco di oscillazioni dovute ad un qualunque ritorno di energia dall'uscita all'entrata, senza che sia necessaria la presenza di un microfono. Per questo basta un cavo che transiti in vicinanza dell'entrata e dell'uscita dell'amplificatore. Una prova utile, per quanto laboriosa, è di escludere tutti gli altri servizi (magnetofono, sintonizzatore, tastiere ecc.) e lasciare collegati esclusivamente il giradischi, l'amplificatore e gli altoparlanti direttamente accoppiati senza commutatori, tastiere, fili non strettamente necessari. Meglio sarebbe togliere dal mobile il giradischi e l'amplificatore, disporre il tutto su un tavolo e verificare l'entità del disturbo. Talvolta avviene che un montaggio faccia disperare, in quanto risulta perfettamente a posto, e presenti un comportamento anormale; orbene smontando completamente l'apparecchio e rimontandolo ex-novo con gli stessi componenti, il disturbo scompare.

3° Rumorosità delle resistenze e delle valvole; quando l'amplificazione di tensione è notevole occorrono resistenze di tipo silenzioso usate negli apparati professionali. La loro sostituzione al posto di resistenze comuni, ha sanato più di una volta, situazioni dolorose come la Sua. Circa le valvole, la loro sostituzione è più difficile, si può solo cambiarle con altre dello stesso tipo, fino a trovare quelle meno spinte che minimizzano il disturbo.

La mancata visione dell'impianto rende difficile il compito. Le possiamo consigliare di pregare un buon tecnico di voler dedicare al Suo caso un'intera giornata, o anche due se necessario, recandosi al Suo domicilio per eseguire tutte le prove necessarie ad individuare la causa dell'inconveniente e quindi eliminarla. *(a.f.)*

**0420 – *Dott. V. Fifi – Perugia.***

*D.* Ho costruito l'amplificatore il cui schema elettrico è apparso nella rubrica « La collaborazione dei lettori » della Rivista « Alta fedeltà », settembre 1961, n. 9. (Sign. G. Caraman), ma esso presenta una distorsione superiore a quella indicata dal suo progettatore. Premetto di essere in possesso di un giradischi Philips AG2009 corredato della cartuccia AG3016.

1° Vorrei conoscere la ragione di tale inconveniente.

2° Un vostro consiglio ed indicazione sugli altoparlanti da abbinare a tale complesso di costo non eccessivo.

3° Vorrei conoscere la risposta delle testine Philips AG3016 e AG3304.

*R.* 1° Probabilmente la maggior distorsione da Lei rilevata rispetto a quella dichiarata, risiede nella forte resa della cartuccia Philips AG3016, che fornisse 100 mV alla velocità di 1 cm/sec, sufficienti a mandare in sovraccarico l'amplificatore; (i 200 mV indicati dal Sig. Caraman, si riferiscono a velocità alternative della puntina di 6 cm/sec). Conviene allora abbassare l'amplificazione diminuendo il volume o disponendo una resistenza da 0,47 kΩ in parallelo con

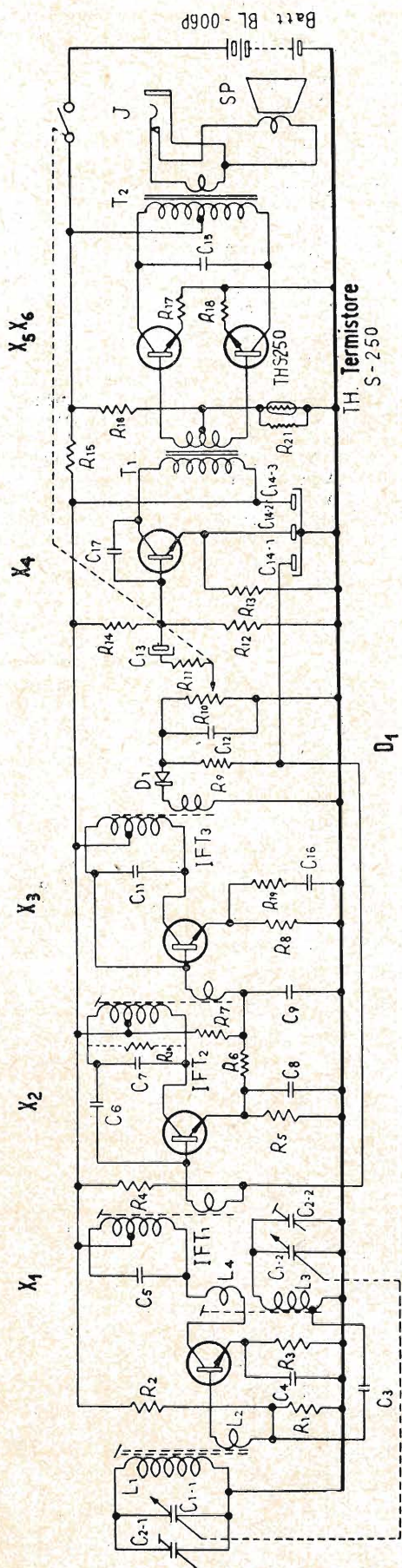



Fig. 1/0422

l'uscita de pick-up. Essendo la testina AG3016 monofonica, supponiamo che Ella avrà disposto in parallelo i 2 canali dell'amplificatore; allora la resistenza d'ingresso è circa 350 kΩ (coi potenziometri dei volumi a metà corsa) che è troppo alta, dato che la resistenza di carico dell'AG3016 raccomandata è di 0,22 MΩ; conviene perciò riportare la resistenza di ingresso a 0,22 MΩ, il che si ottiene aggiungendo la resistenza suddetta in parallelo alla cartuccia. Se poi Ella usa un solo canale di amplificazione, invece di fare il parallelo delle due entrate, allora la resistenza di entrata dell'amplificatore si raddoppia e a maggior ragione occorre la resistenza in parallelo (ora di 0,22 MΩ, e non di 0,47 MΩ) alla cartuccia.

2° Data l'impedenza del secondario del T.U. conviene adottare altoparlanti ISOPHON che presentano impedenze di 4 ÷ 5 Ω. Consigliamo l'ISOPHON ellittico PH2132/25/11: $Z = 4\ \Omega$; risposta 50 ÷ 16.000 Hz; risonanza 60 Hz; potenza 8 W (è bene che l'altoparlante sia esuberante rispetto all'amplificatore).

3° Ecco le caratteristiche delle cartucce PHILIPS:

*Cartuccia* AG3016 monofonica a cristallo: uscita 100 mV, a 1 cm/sec. a 400 Hz, risposta da 30 a 15.000 Hz con — 5 dB a 30 Hz e + 5 dB a 15 kHz, usando la resistenza di carico di 0,5 MΩ e il disco LXT5346; carico raccomandato 0,22 MΩ; cedevolezza 2,3 . 10-6 cm/dine; pressione raccomandata 5 ÷ 7 grammi.

*Cartuccia* AG3304 mono e stereofonica a cristallo; uscita 120 mV a 1 cm/sec: risposta da 40 a 15.000 Hz con attenuazione come per la AG3016; cedevolezza laterale e verticale $23 \cdot 10^{-6}$ cm/dine; capacità 1500 pF; pressione 4 ÷ 6 gr; resistenza di carico raccomandata 0,2 MΩ per canale; diafonia a 1 kHz migliore di 20 dB. *(a.f.)*

### 0421 - *Prof. Francesco Conte - Lecce.*

*D.* 1° essendo in possesso dell'amplificatore stereo GELOSO G235-G236 desidererei sapere se sostituendo al medesimo i trasformatori d'uscita GELOSO con dei trasformatori d'uscita PARTRIDGE ne migliorerei le qualità sonore.

2° quale dev'essere il valore delle resistenze per accoppiare le placche delle due EL84 in controfase con il primario del trasformatore d'uscita PARTRIDGE?

3° a quali risultati tecnici approderei se all'amplificatore, modificato come soprascritto, accoppiassi il giradischi THORENS TD124, il braccio SME, e gli altoparlanti PHILIPS 9762M montati in apposite casse bass-reflex?

4° a chi devo rivolgermi per acquistare il braccio SME descritto in *Alta fedeltà* (ottobre 1961)?

*R.* 1° La sostituzione dei T.U. Geloso con quelli Partridge porterà probabilmente ad un avvertibile miglioramento del rendimento dell'amplificatore e ad una risposta più estesa delle note sovracute.

2° Il push-pull di EL84 richiede la resistenza di carico tra placca e placca $Raa$ = 8.000 Ω.

3° Con simili materiali di 1° ordine la qualità della riproduzione deve risultare ottima; tuttavia la differenza con l'attuale equipaggiamento non sarà dapprima così grande da potersi avvertire in modo evidentissimo; tale differenza sarà senz'altro avvertita da un orecchio musicale ed esercitato.

4° per il braccio S.M.E. Ella può rivolgersi alla WINDSOR ELECTRONIC CORP. Roma, Via Nazionale n° 230. *(a.f.)*

---

### 0422 - *Richiedenti diversi.*

*D.* Si chiede lo schema del ricevitore giapponese *Sony* TR-610.

*R.* Fra gli schemi più richiesti delle serie giapponesi, vi è quello del *Sony* TR-610 che pubblichiamo in figura *.

Si tratta di un apparecchio adatto per la ricezione sulle onde medie avente sei transistori più un diodo. Ecco il valore dei vari componenti:

$R_1$ = 8200 Ω 5 %; $R_2$ = resistenza regolabile 110.000 Ω 20 %; $R_3$ = 1500 Ω 5 %; $R_4$ = resistenza regolabile 130.000 Ω 20 %; $R_5$ = 470 Ω 20 %; $R_6$ = 1500 Ω 20 %; $R_7$ = 33.000 Ω 10 %; $R_8$ = 470 Ω 20 %; $R_9$ = 8.200 Ω 10 %; $R_{10}$ = potenziometro con interruttore 5.000 Ω $R_{11}$ = 470 Ω 20 %; $R_{13}$ = 8.200 Ω 10 %; $R_{13}$ = 1500 Ω 20 %; $R_{14}$ = 27.000 Ω 20 %; $R_{15}$ = 220 Ω 20 %; $R_{16}$ = 7.500 Ω 10 %; $R_{17}$ = 22 Ω 20 %; $R_{18}$ = 22 Ω 20 %; $R_{19}$ = 150 Ω 20 %; $R_{20}$ = 220.000 Ω 20 %; $R_{21}$ = 220 Ω 20 %. Tutte le resistenze sono del tipo da 1/4 di W.

$C_{1\,1-2}$ = variabile; $C_{2\,1-2}$ = trimmer; $C_3$ = 0.01 µF; $C_4$ = 0.005 µF; $C_2$ = 200 pF (interno a IFT1); $C_6$ = 2 pF; $C_7$ = 200 pF (interno a IFT2); $C_8$ = 0.02 µF; $C_9$ = 0.005 µF; $C_{10}$ = non usato; $C_{11}$ = 200 pF (interno a IFT3); $Ct_2$ = 0.02 µF; $C_{13}$ = 10 µF 3 V; $C_{14\,1-2-3}$ = 20 + 20 + 20 µF 10 V (blocco); $C_{15}$ = 0.04 µF; $C_{16}$ = 0.005 µF; $C_{17}$ = 100 pF; $Lt\ L_2$ = bobina di antenna; $L_3\ L_4$ = bobina oscillatore; IFT1, IFT2, IFT3 trasformatore di media frequenza; $T_1$ = trasformatore interstadio; $T_2$ = trasformatore di sucita; $J$ = jack per la cuffia; $SP$ = altoparlante 2 ½" 8; Transistori: $X_1$ = 2T73 convertitore miscelatore; $X_2$ = 2T76 1° media frequenza; $X_3$ = 2T76 2° media frequenza; $D_1$ = diodo IT23 rivelatore; $X_4$ = 2T65 amplificatore bassa frequenza; $X_2\ X_6$ = 2T65 push-pull finale. *(P. Soati)*

### 0423 - *Sig. F. Maldini - Roma.*

*D.* Si invia in esame uno schema per ricetrasmettitore a transistore per onda media, fondamentalmente errato. Si chieda l'eventuale pubblicazione di uno schema più funzionale.

*R.* Un rice-trasmettitore adatto a coprire distanze massime di una ventina di metri e funzionante sulla gamma delle onde medie è riportato in figura 1. La sua costruzione è particolarmente semplice e così pure, in funzione della lunghezza d'onda usata, la sua messa a punto.

Il trasmettitore è costituito da due stadi. Il primo, con un transistore OC44, funge da oscillatore, il secondo, con un transistore OC71, da modulare. Il ricevitore naturalmente usa gli stessi transistori. In tal caso l'OC44 funge da amplificatore a radio frequenza e l'OC71 da amplificatore di bassa frequenza. La rivelazione è assicurata da un diodo. Le bobine $L_1$ e $L_2$ possono essere ricavate dal-

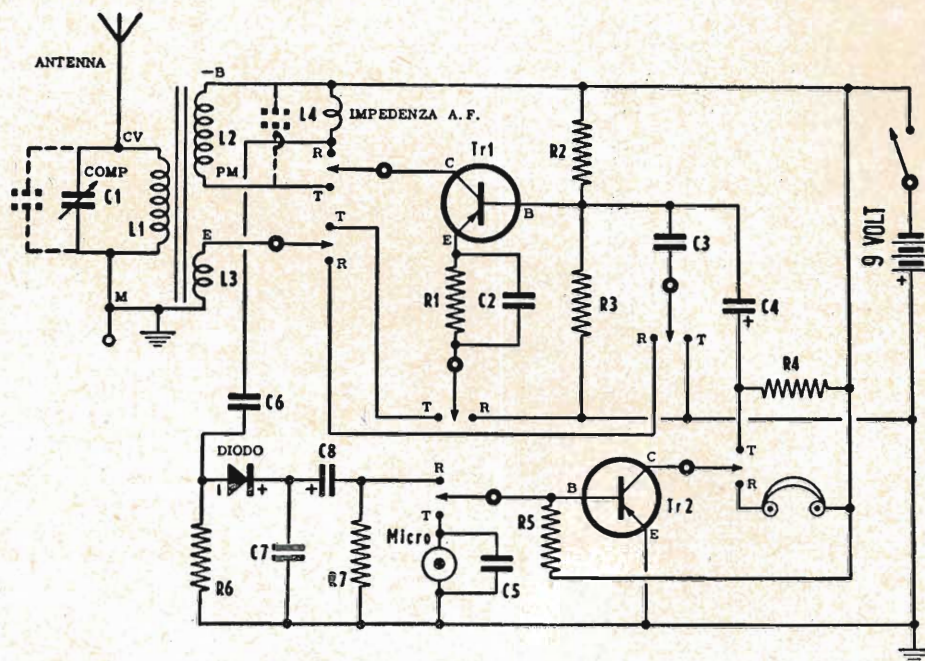



Fig. 1/0423

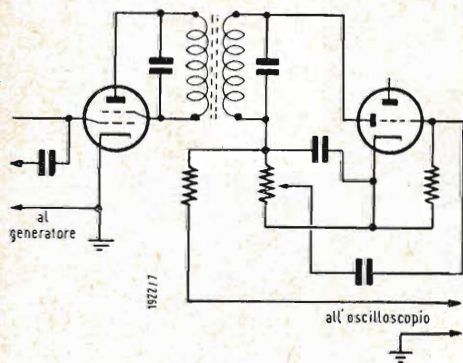



Fig. 1/0424

la bobina di ingresso di un ricevitore supereterodina ad onde medie munita di nucleo regolabile. L'avvolgimento avente un maggior numero di spire sarà utilizzato quale $L_2$, quello avente un numero di spire minore per $L_1$. Fra $L_2$ e $L_1$ si avvolgerà $L_3$ che dovrà avere, pressa a poco 1/3, di spire di $L_2$. Detto numero di spire non è critico e perciò un errore di qualche spira non darà luogo ad inconvenienti. Eventualmente le suddette bobine potranno essere autocostruite in modo da che esse risuonino su di una frequenza prossima ai 600 o 550 kHz, frequenza che dovrà essere quella di lavoro.

I componenti da usare sono i seguenti: $R_1$ = 1.000 Ω; $R_2$ = 100.000 Ω; $R_3$ = 27.000 Ω $R_4$ = 4.700 Ω; $R_5$ = 100.000 Ω; $R_6$ = 47.000 Ω $R_7$ = 27.000 Ω; $C_1$ = compensatore 0-30 pF; $C_2$ = 50.000 pF carta; $C_3$ = 50.000 pF carta; $C_4$ = 10 μF elettrolitico 10 V; $C_5$ = 50.000 pF carta; $C_6$ = 200 pF mica; $C_7$ = 10.000 pF carta; $C_8$ = 10 μF elettrolitico 10 V; $L_4$ = impedenza a RF (di tipo comune, però con un numero di spire piuttosto elevato per ottenere il massimo rendimento dello stadio in AF).

I transistori usati sono del tipo OC44 e OC71 mentre il diodo un OA70 o OA72 Philips. Naturalmente essi possono essere sostituiti da altri aventi caratteristiche similari. La messa a punto non presenta difficoltà. Passando in transmissione, tramite un ricevitore locale a onda media, si controlla la frequenza di oscillazione. Nel caso risulti troppo alta, dato che è bene non sia superiore ai 550 kHz, si aggira sul compensatore fino a raggiungere la frequenza desiderata. Nel caso in cui anche con la capacità tutta inclusa la frequenza risulti troppo alta si potrà aggiungere in parallelo al compensatore un condensatore di capacità adatta, compresa fra i 50 ed i 200 pF a seconda le necessità. L'uso della frequenza dei 500 kHz è indispensabile per il fatto che pur essendo la portata massima del trasmettitore di poche decine di metri esso può sempre generare disturbo ai ricevitori che si trovano nelle vicinanze.

Naturalmente dovendo eseguire comunicazioni bilaterali è necessario costruire due apparecchi identici accordati perfettamente sulla stessa frequenza. *(P. Soati)*

**0424 – *Sig. C. Pasquali – Trento.***

*D.* Si chiede come deve essere collegato l'oscilloscopio ad un radioricevitore al fine

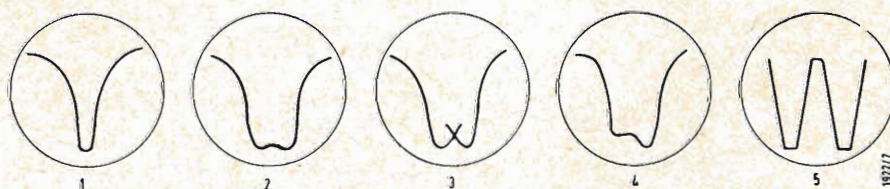



Fig. 2/0424

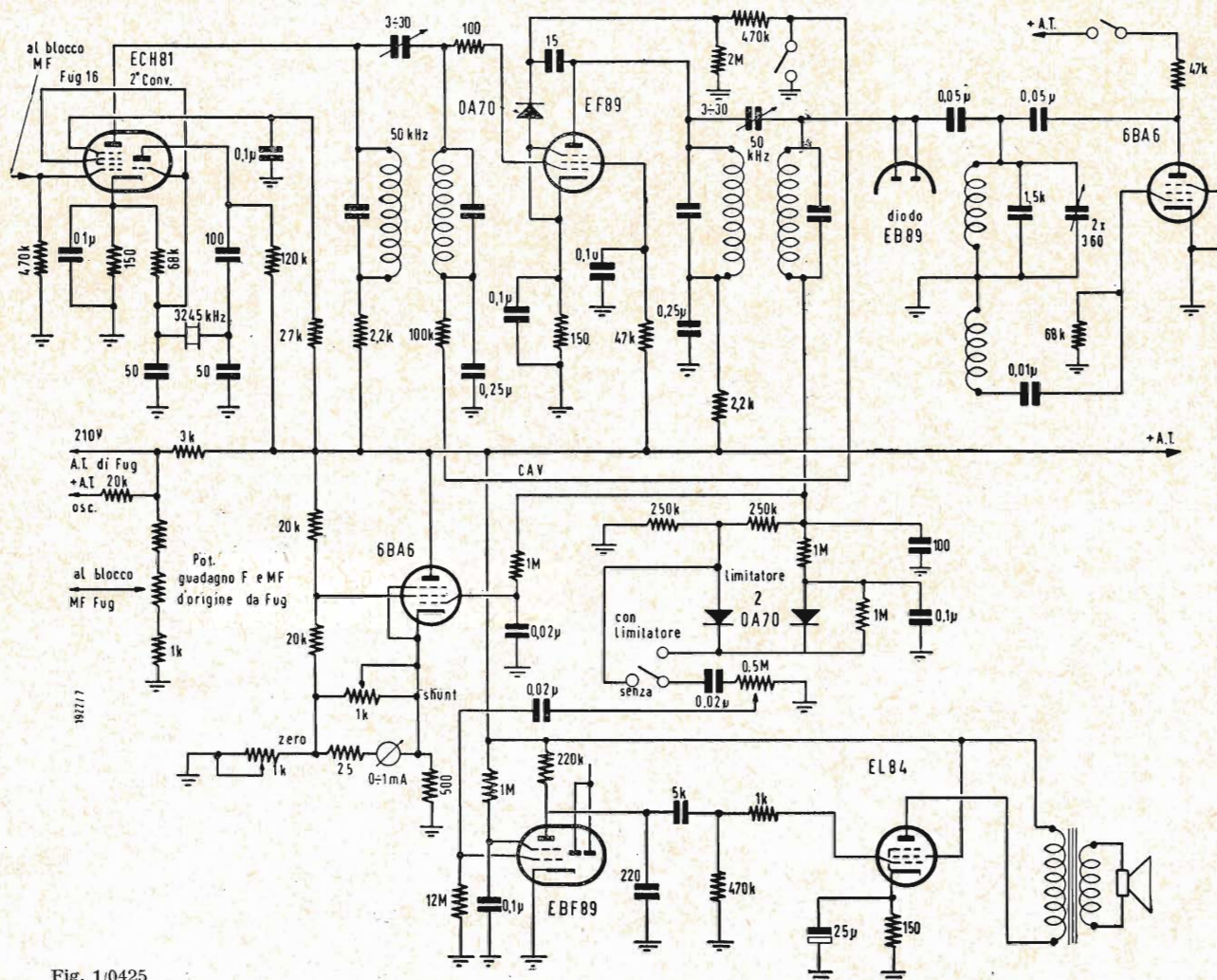



Fig. 1/0425

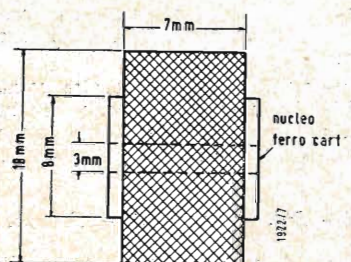



Fig. 2/0425

di rilevarne la curva di risposta di media frequenza.

*R.* Tenendo presente che la tensione di sincronismo di 100 Hz si preleva dal catodo della valvola raddrizzatrice, si collega l'entrata dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio alla resistenza di carico della valvola rilevatrice, tramite una resistenza il cui valore ottimo deve essere scelto fra 20.000 e 150.000 Ω, come è visibile in figura 1.

Il generatore dei segnali, che sarà sintonizzato sul valore corrispondente al valore della media frequenza, deve essere collegato tra la griglia dell'ultimo stadio di media frequenza e la massa. Successivamente si controllano gli stadi di media frequenza precedenti, portando il generatore al circuito di griglia della valvola interessata. Infine il generatore sarà collegato alla griglia della valvola convertitrice la qualcosa consente il controllo generale del circuito di media frequenza.

Dopo aver eseguite le suddette operazioni si porterà il generatore di segnali sulla frequenza di 580 o 600 kHz collegando la sua uscita ai morsetti di antenna del ricevitore, lasciando invariata la posizione dell'oscilloscopio. Si regoleranno i nuclei del circuito di entrata e quelli dell'oscillatore, fino ad ottenere anche in questo caso una figura simile a quelle segnata con il numero 1 in figura 2. Successivamente si porterà il generatore sulla frequenza di 1500 kHz e si regoleranno i compensatori fino ad ottenere la stessa curva. Dette operazioni dovranno essere ripetute più volte fino ad ottenere, in ambedue i casi, una curva il più possibile perfetta.

Sempre riferendoci alla figura 2, la curva ideale è quella contrassegnata dal numero 1. La curva 2 è indice di un certo appiattimento del circuito di media frequenza ed è normale nei circuiti a media frequenza differenziata con selettività variabile. La curva 3 è propria di un circuito molto disallineato, mentre la curva 5 generalmente è dovuta ad un sovraccarico causato da un segnale troppo intenso ed in tal caso occorre ridurre l'intensità del segnale agendo sull'attenuatore del generatore di segnali.

*(P. Soati)*

**0425 – *Richiedenti diversi.***

*D.* Modifiche al ricevitore del surplus tedesco FUG16.

*R.* In relazione allo schema del ricevitore del surplus tedesco FUG16, del quale abbiamo pubblicato a suo tempo lo schema originale, in figura 1 riportiamo lo schema delle

modifiche che occorre apportare allo stesso per tramutarlo in un ricevitore a doppio cambio di frequenza munito di BFO. Si tratta di un circuito classico con oscillatore controllato a quarzo con frequenza di 3245 kHz, il quale da luogo alla seconda media frequenza avente un valore di 50 kHz che viene amplificata da una valvola EF89. I trasformatori di media frequenza possono essere costituiti da bobine di impedenza del tipo usato comunemente nel cambio di frequenza le cui dimensioni sono visibili in figura 2. Oltre al circuito del BFO nel quale si fa uso di bobine simili a quelle usate per il circuito di media frequenza, ne è stato inserito un altro, con una valvola 6BA6, allo scopo di consentire l'uso del S/meter.

(*P. Soati*)

**0426 - *Sig. C. Balboni - Genova.***

*D.* È richiesto lo schema di un ricevitore a transistori adatto per la ricezione delle onde lunghe e medie nel quale siano impiegati anche transistori della serie OC72, OC170, OC71.

*R.* In figura 1 è riportato lo schema di un interessante ricevitore a transistori il quale è adatto per l'appunto alla ricezione delle onde medie e lunghe. In esso si fa uso di sei transistori aventi le seguenti funzioni: OC170 = convertitore; OC169 = 1° amplificatore di media frequenza; OC169 = 2° amplificatore di media frequenza; OC71 = preamplificatore di bassa frequenza; OC72 = stadio finale in push-pull. Il valore della media frequenza è di 470 kHz, le gamme ricevibili sono: Onda media 530-1600 kHz, Onda lunga 155-275 kHz.

La sensibilità in antenna, sulle onde medie, è di 250 μV/m per 10 mW di uscita, quella in onda lunga di 350 μV/m. La potenza di uscita, con il 10 % di distorsione, è superiore ai 200 mW. La curva di risposta è lineare fra 200-9500 Hz ± 3 dB. Assorbimento totale a riposo 8 mA. Alimentazione con due pile a 6 V in parallelo, con una autonomia di 100 ore. Può essere impiegato anche l'alimentatore per inserire l'apparecchio sulla rete elettrica.

Il valore dei vari componenti è il seguente: $R_1$ = 39.000 Ω; $R_2$ = 10.000 Ω; $R_3$ = 1.000 Ω; $R_4$ = 1.200 Ω; $R_5$ = 180.000 Ω; $R_6$ = 680 Ω; $R_7$ = 680 Ω; $R_8$ = 1.000 Ω; $R_9$ = 8.200 Ω; $R_{10}$ = 1.000 Ω; $R_{11}$ = 100.000 Ω; $R_{13}$ = 27.000 Ω; $R_{13}$ = 10.000 Ω; $R_{14}$ = 33.000 Ω; $R_{15}$ = 560 Ω; $R_{16}$ = 120 Ω; $R_{17}$ = 3.000 Ω potenziometro; $R_{18}$ = 680 Ω; $R_{19}$ = 100 Ω; $R_{20}$ = N.T.C.; $R_{21}$ = 5.000 Ω potenziometro; $R_{22}$ = 2.200 Ω; $R_{23}$ = 220.000 Ω; $R_{12}$ = 3.500 Ω 1/2 W. Tutte le resistenze, esclusa la $R_{24}$, sono del tipo da 1/4 di W.

$C_1$ = 4,7 nF; $C_2$ = 10 nF; $C_3$ = 1,8 nF; $C_4$ = 47 nF; $C_5$ = 10 μF elettrolitico; $C_6$ = 47 nF; $C_7$ = 47 nF; $C_8$ = 330 pF; $C_9$ = 47 nF; $C_{10}$ = 330 pF; $C_{11}$ = 25 μF; $C_{12}$ = 10 μF elettrolitico; $C_{13}$ = 50 μF elettrolitico; $C_{14}$ = 50 μF elettrolitico; $C_{15}$ = 100 nF; $C_{16}$ = 160 pF; $C_{17}$ = 10 pF; $C_{18}$ = 160 pF; $C_{19}$ = 30 pF.

Tutto il materiale può essere comperato presso i negozi GBC. Il numero di catalogo dei vari altri componenti è il seguente: Oscillatore P/120-4; Trasformatore di uscita P/158; Trasformatore pilota P/159; Potenziometro D/204-1; Antenna OLP/120-5; Altoparlante P/245-1; Media frequenza P/120-1; 2,3 Auricolare Q/434. La sigla completa dell'apparecchio è AR/21.

(*P. Soati*)

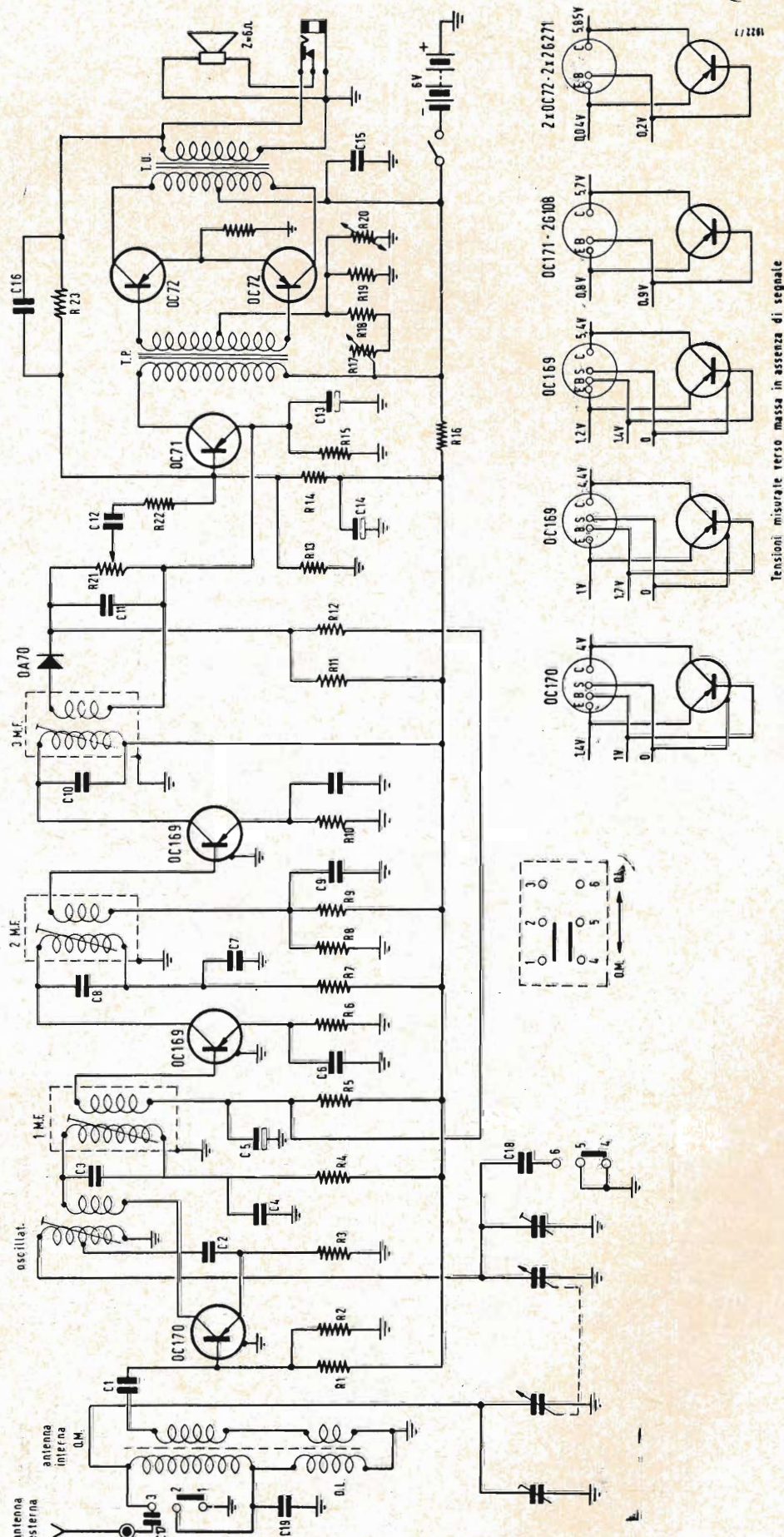
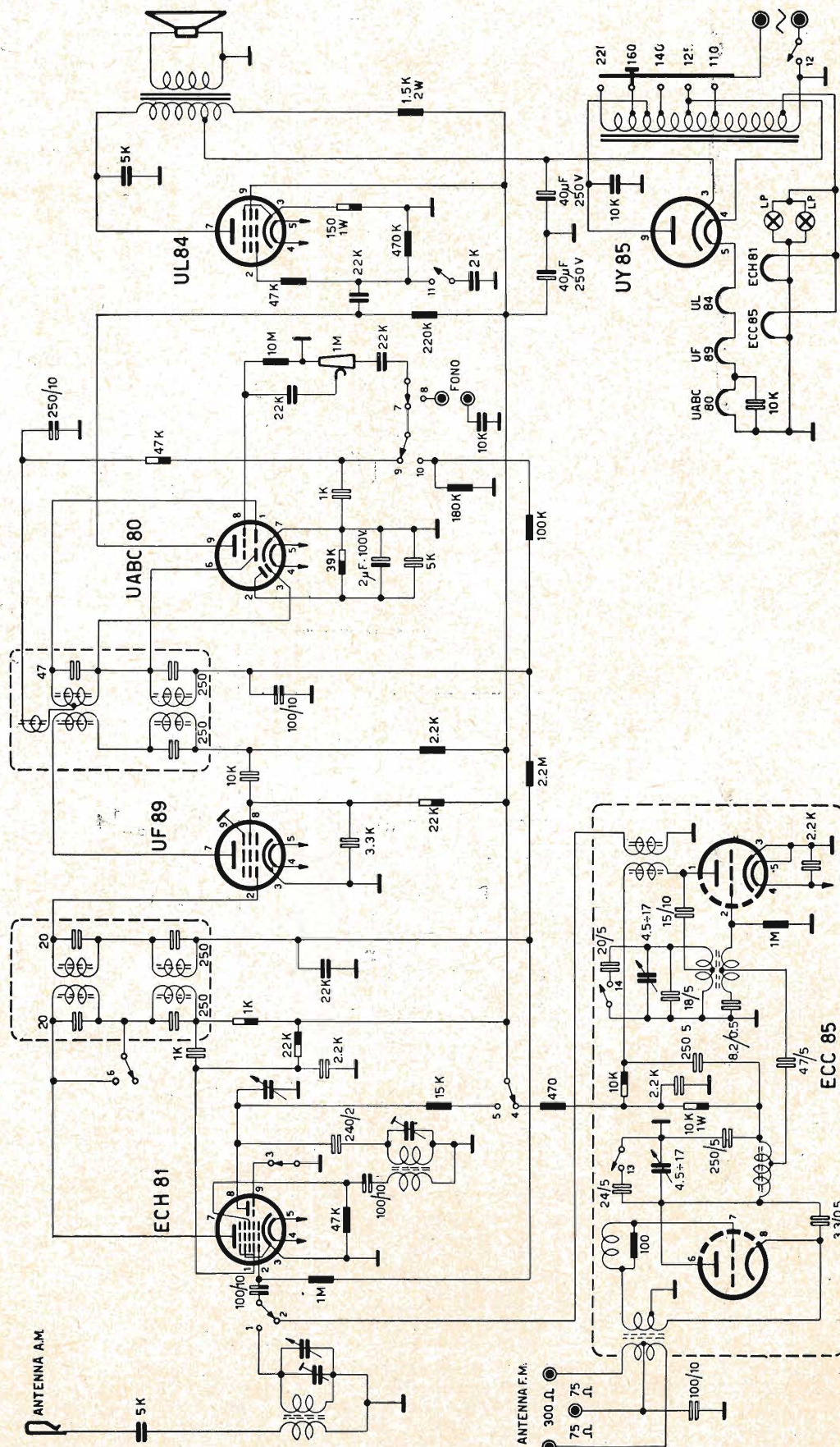



Fig. 1/0426

Schema elettrico del radio ricevitore MINERVA - Mod. 606/2 "Merano"

Suval
di G. Gamba & C.
COMPONENTI PER RADIO TELEVISIONE ELETTRONICA
RADIO TELEVISION AND ELECTRONIC COMPONENTS

## "No Noise"

Disossida - Ristabilisce - Lubrifica i Contatti dei:

- COMMUTATORI
- GRUPPI AF
- CONTATTI STRISCIANTI delle commutazioni a pulsante
- NON ALTERA nè modifica le CAPACITÀ - INDUTTANZE - RESISTENZE
- NON INTACCA le parti isolanti, i dielettrici, e la plastica
- NON CORRODE i metalli preziosi

Confezione in BARATTOLO SPRUZZATORE da 6 once, corredato di prolunga per raggiungere i punti difficilmente accessibili

Prodotto ideale per i Tecnici Riparatori Radio TV e Elettronica

Concessionario di vendita per l'Italia:

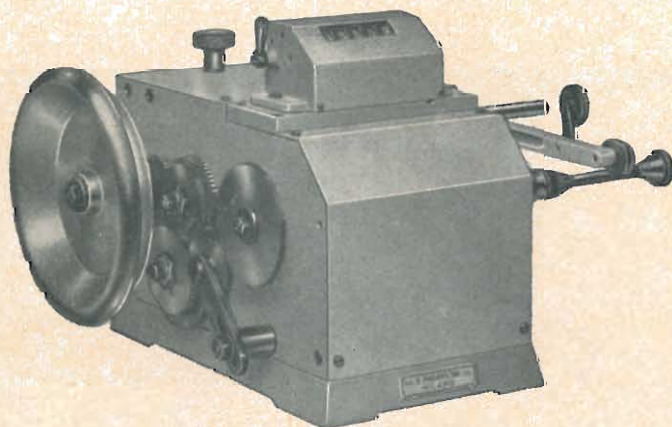
**R. G. R.**

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 8480580

---

# Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

**MILANO**
**Via Nerino, 8**
**Telefono 803.426**

## BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO AP 9

**Tipo MP2A**
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

**Tipo AP23**
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

**Tipo AP23M**
Per bobinaggi multipli.

**Tipo PV4**
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

**Tipo PV7**
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

**Tipo AP9**
Automatica a spire incrociate.

**Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.**

**Tipo P 1**
Semplice con riduttore.

**Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.**

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - **Proprietà** Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Soperga 57 - Milano • Tip. Ed. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

# PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

## GRUPPI DI A. F.

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**RICAGNI - Milano**
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

## VALVOLE E TUBI CATODICI

**FIVRE - Milano**
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

**BUZZI C. - Legnano**
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

## APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

**LARIR - Milano**
Piazza 5 Giornate - Tel. 795.762

**LESA - Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

**CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano** - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**PRODEL - Milano**
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

## REGISTRATORI

**CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano** - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

**GARIS - Milano**
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
**Registratori - Giradischi - Fonovalige**

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**Incis**
Fabbrica: **Saronno (Varese)**
Uffici: **Milano** - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110
**Registratori**

**LESA - Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

## BOBINATRICI

**GARGARADIO - Bresso**
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

**PARAVICINI - Milano**
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

## GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

**ARCO - Firenze**
Via Dei Della Robbia, 76
Tel. 573.891 - 573.892

**ICAR - Milano**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

**LARE - Cologno Monzese (Milano)**
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
**Laboratorio avvolgim. radio elettrici**

**TASSINARI**
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

**TRASFORMATORI TORNAGHI**
**Milano**
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

## GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

**AUDIO - Torino**
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

**EUROPHON - Milano**
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

**GARIS - Milano**
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
**Giradischi - Fonovalige - Registratori**

**LENCO ITALIANA S.p.A.**
**Osimo (Ancona)** - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
**Giradischi - Fonovalige**

**LESA - Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
**Giradischi, altoparlanti, amplificatori**

SERT

**MAGNETI-MARELLI - S.E.R.T.**
Fabbrica: **Sesto S. Giovanni (Milano)**
Uffici: Milano - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110
**Amplificatori - Microfoni - Altoparlanti - Impianti sonori**

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
**Giradischi**

**RADIO-CONI - Milano**
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

## POTENZIOMETRI

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**ICAR - Milano**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

**LESA - Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

**LIAR - Milano**
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

**MIAL - Milano**
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
**Potenziometri a grafite**

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

## ANTENNE

**AUTOVOX - Roma**
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

**FAIT - Roma**
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

**IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE**
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

**I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano**
**Brevetti « TELEPOWER »**
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

**NAPOLI - Milano**
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

## CONDENSATORI

**DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.**
**Bologna**
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**ICAR - Milano**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

**ISOFARAD-SEKERA - Bologna**
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

**MIAL - Milano**
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
**Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo**

**MICROFARAD - Milano**
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**ROCOND** **Faè di Longarone (Belluno)**
Tel. 14 - Longarone

## STABILIZZATORI DI TENSIONE

**CITE di O. CIMAROSTI**
**S. Margherita Ligure**
Via Dogali, 50

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**LARE - Cologno Monzese (Milano)**
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
**Laboratorio avvolgim. radio elettrico**

## RAPPRESENTANZE ESTERE

**BUZZI C. - Legnano**
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
**Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)**

**COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano**
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
**Radio a transistor - Registratori**
**Sony Corporation - Tokio**

**EXHIBO ITALIANA - Milano**
Via Cornalia, 19
Tel. 667.832 - 652.966
Cavi per AF HACKETHAL • Connettori e componenti per microonde SPINNER • Misuratori di figure di rumore MAGNETIC • Tastiere e pulsantiere SASSE • Altoparlanti ISOPHON • Microfoni SENNHEISER • Componenti TELEFUNKEN NSF • Strumenti di misura NEUBERGER

**GALLETTI R. - Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
**Soluzioni acriliche per TV**

**Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
**Strumenti di misura**

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

**LARIR - Milano**

Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

**PASINI & ROSSI - Genova**

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r

Telefono 83.465

Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano

**Altoparlanti, strumenti di misura**

**SILVERSTAR - Milano**

Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791

**SIPREL - Milano**

Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7

**Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox**

**VIANELLO - Milano**

Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081

Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.

**Strumenti di misura, ecc.**

## RESISTENZE

**Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI**

**Riviera d'Adda** (Bergamo)

**ELECTRONICA METAL-LUX - Milano**

Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

## STRUMENTI DI MISURA

**AESSE - Milano**
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

**BARLETTA - Apparecchi Scientifici**
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
**Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN. Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica**

**BELOTTI - Milano**

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

EST
**ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno**
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
**Costruzioni Elettroniche Professionali**

**I.C.E. - Milano**

Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

**INDEX - Sesto S. Giovanni**

Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
**Ind. Costr. Strumenti Elettrici**

**PHILIPS - Milano**

Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**SEB - Milano**
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

**SIAE - Milano**

Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

**TES - Milano**

Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

**UNA - Milano**

Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

**VORAX-RADIO - Milano**
Viale Piave, 14 - Telefono 793.505

## ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

**BALLOR rag. ETTORE - Torino**
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
**Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV**

**ENERGO - Milano**
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
**Filo autosaldante**

**F.A.C.E. STANDARD - Milano**
Viale Bodio, 33
**Componenti elettronici ITT STANDARD**

**FANELLI - Milano**
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
**Fili isolati in seta**

**FAREF - Milano**
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

**GALBIATI - Milano**
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
**Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors**

**ISOLA - Milano**
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
**Lastre isolanti per circuiti stampati**

**LIAR - Milano**
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
**Prese, spine speciali zoccoli per tubi 110**

**MARCUCCI - Milano**
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

**MELCHIONI - Milano**
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**RADIO ARGENTINA - Roma**
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

**RES - Milano**
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
**Nuclei ferromagnetici**

**S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.**
**Livorno** - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
**Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni**

**SINTOLVOX s.r.l. - Milano**
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
**Apparecchi radio televisivi, parti staccate**

**SUVAL - Milano**
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
**Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche**

**TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.**
**Milano** - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
**Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo**

**THOMSON ITALIANA**
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
**Semiconduttori - Diodi - Transistori**

**VORAX RADIO - Milano**
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

## AUTORADIO
## TELEVISORI
## RADIOGRAMMOFONI
## RADIO A TRANSISTOR

**AUTOVOX - Roma**
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
**Televisori, Radio, Autoradio**

**CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano** - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

**CONDOR - Milano**
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

**EKCOVISION - Milano**
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

**EUROPHON - Milano**
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

**EUROVIDEON - Milano**
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

**FARET - VOXSON - Roma**
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**ITELECTRA - Milano**
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
**Televisori, Radio**

**MICROPHON - Siena**
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
**Radiotrasmettitori**
**Radiotelefoni a transitor**

**MINERVA - Milano**
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

**NOVA - Milano**
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
**Televisori, Radio**

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**PRANDONI DARIO - Treviglio**
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
**Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation**

**RADIOMARELLI - Milano**
Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

**ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano**
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
**Autoradio BLAUPUNKT**

**SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)**
Tel. 891.101
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**BRION VEGA**
**Radio Televisione - Milano**
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**WUNDERCART RADIO TELEVISIONE**
**Saronno**
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
**Radio, Radiogrammofoni, Televisori**

NORDMENDE

**JAHR - Radiocostruzioni**
**Milano** - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

**Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.**
**Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.**